radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein Pegelkontrollgerät für Transistor-NF-Verstärkeranlagen zum Selbstbau

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

NOVEMBER 1962





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Tec'·kammer Berlin (Techn.k-verlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Iancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bra islava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

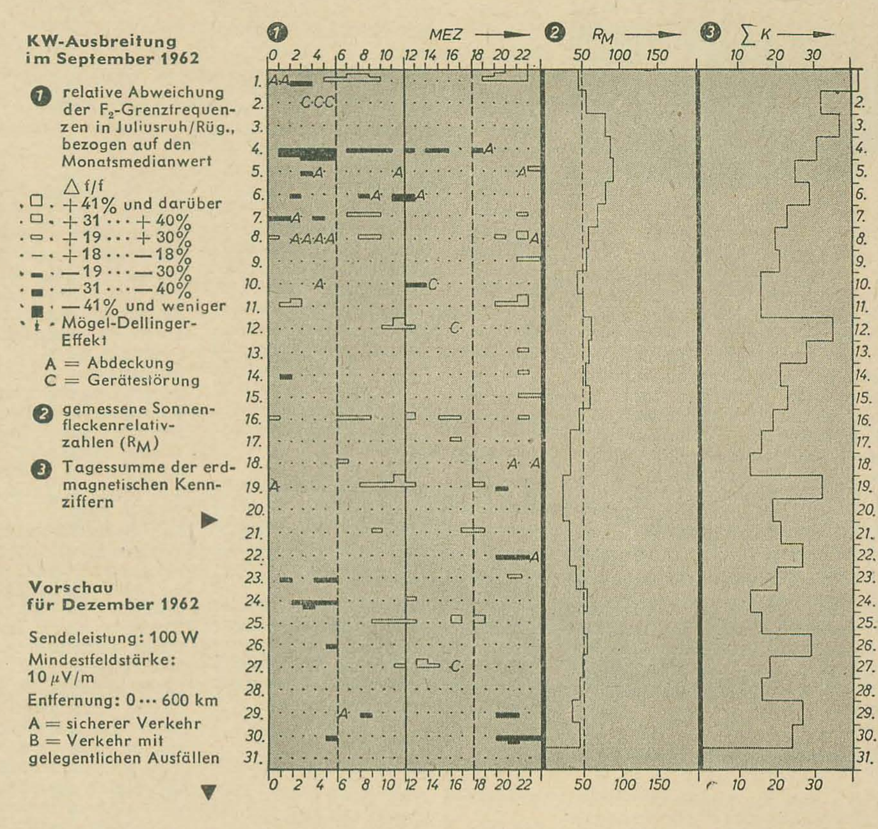
Titelbild:

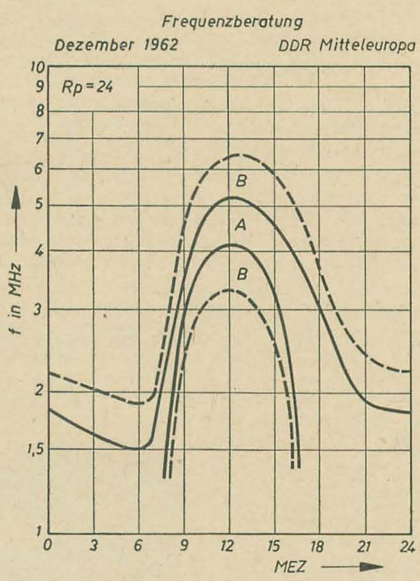
Im Kontrollraum des zentralen Fernsehens der UdSSR während der Direktübertragung unmittelbar aus dem Kosmos von den beiden Raumschiffen „Wostok III" und „Wostok IV" im August 1962

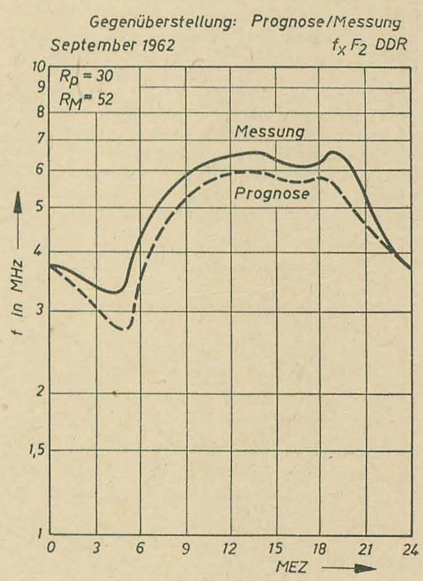
Foto: Zentralbild

Die KW-Ausbreitung im Sept. 1962 und Vorschau für Dez. 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Der Halleffekt und seine Anwendung in der Technik
- Ein neues tragbares Magnettongerät für Reportagezwecke
- Ilmenau W 210, Ilmenau 480, Orienta 492
- Bauanleitung: Ein automatischer Rauschunterdrücker mit störaustastender Wirkung
- Elektronische Kleinbausteine



▼ **Eine Fernsehkamera in Taschenformat** mit dem Namen „Wesna" wurde in der Sowjetunion entwickelt. Der Fernsehreporter hat damit die Möglichkeit, sich bei Menschenansammlungen, in Gebäuden usw. frei bewegen zu können; ferner kann er sich bis zu einem Kilometer vom Übertragungswagen entfernen. Die Kamera wiegt 2,5 kp und ist durch eine elastische Leitung mit der Schultertasche verbunden, in der die Batterien, der Sender und die Antenne untergebracht sind.

▼ **65 Stunden Programm** wöchentlich strahlt der Deutsche Fernsehfunk aus. Diese Sendezeit wird nur von den großen Fernsehstationen in der Welt erreicht.

▼ **In Polen** rechnet man für Ende dieses Jahres mit etwa 900 000 Fernsehteilnehmern.

▼ **Der erste finnische Atomreaktor** wurde im September in einem Vorort von Helsinki feierlich eingeweiht.

▼ **Die amerikanische Weltraumkapsel „Sigma 7"** wurde am 3. Oktober 1962 von Kap Canaveral zu einem Kosmosflug gestartet. An Bord befand sich der amerikanische Kosmonaut Walter Schirra. Er kreiste mit der „Sigma 7" sechsmal um die Erde. Höchster Punkt der Umlaufbahn des USA-Weltraumschiffes: 282 km; niedrigster: 150 km. Die Fluggeschwindigkeit betrug 28 000 km. Schirra wurde 40 Minuten nach seiner Landung im Pazifik vom Flugzeugträger „Kearsarge" geborgen. „Sigma 7" soll in einer Entfernung von etwa 9 km von dem Flugzeugträger niedergegangen sein.

▼ **Berichtigung:** Heft 17 (1962): Auf Seite 532, Spalte 2, Zeile 14 muß es richtig heißen: $I_C \leq 0$, $U_{CE} < 0$, U_{BE} und ···. In der 16. Zeile ist dann bei U_{CE} hinzuzufügen: $\gtrsim 0$.
Heft 18 (1962): S. 559; 1. Spalte unter 3.: Nicht das höherfrequente Seitenband des Fernsehsenders muß bei der CCIR-Norm teilweise unterdrückt werden, sondern das niederfrequente.

Die kommerzielle UHF-Triode E 88 C

Valvo gab die Daten der neuen UHF-Triode E 88 C für kommerzielle Zwecke bekannt. Die Röhre eignet sich zur Verwendung als Oszillator, HF-Verstärker und selbstschwingende Mischröhre für Frequenzen bis 1 GHz. Die zur Roten Reihe gehörende Triode hat eine garantierte Lebensdauer von 10 000 Stunden; der P-Faktor liegt bei 0,15% pro 1000 Stunden. Die Heizung erfolgt indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom (U_f = 6,3 V, I_f = 155 mA). Legt man die äußere Abschirmung an das Gitter, so ergeben sich folgende inneren Kapazitäten:

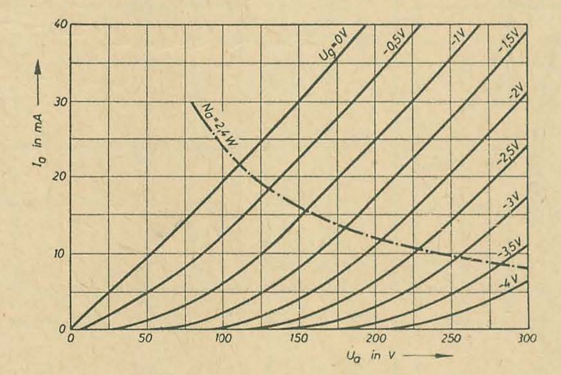
$c_{g/k+f} = 3{,}88$ pF
$c_{a/k+f} = 0{,}055$ pF
$c_{a/g} = 1{,}7$ pF

Die Kenndaten der UHF-Triode E 88 C sind:

$U_a = 160$ V
$U_g = -1{,}25$ V
$I_a = 12{,}5$ mA
$S = 13{,}5$ mA/V
$\mu = 65$
$r_a = 4{,}8$ kΩ
$r_{aeq} = 240$ Ω
$F = 10$ dB (bei f = 850 MHz)
$f_{res} = 1$ GHz (Katodenschaltung)
$f_{res} = 1{,}7$ GHz (Anodenschaltung)

Die Grenzdaten sind:

$U_{a\,max} = 200$ V
$N_{a\,max} = 2{,}4$ W
$I_{k\,max} = 15$ mA
$-U_{g\,max} = 50$ V
$R_{g\,max} = 1$ MΩ



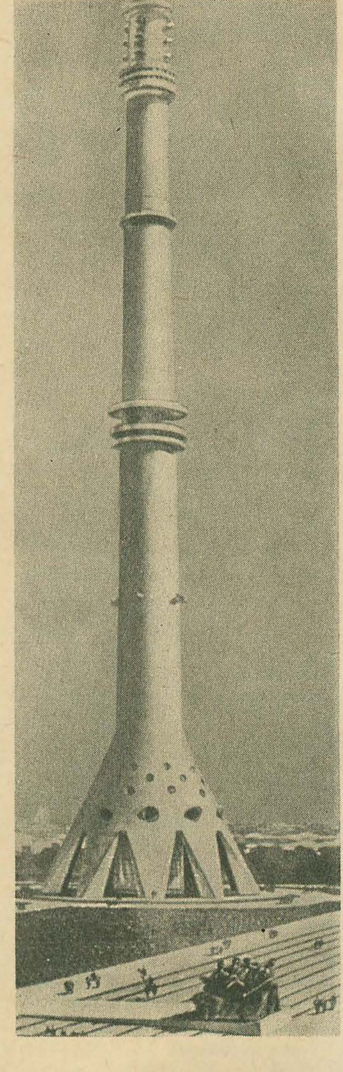
Das Bild zeigt das Kennlinienfeld der UHF-Triode E 88 C.

Unzweideutige Bezeichnung der Wellenbereiche

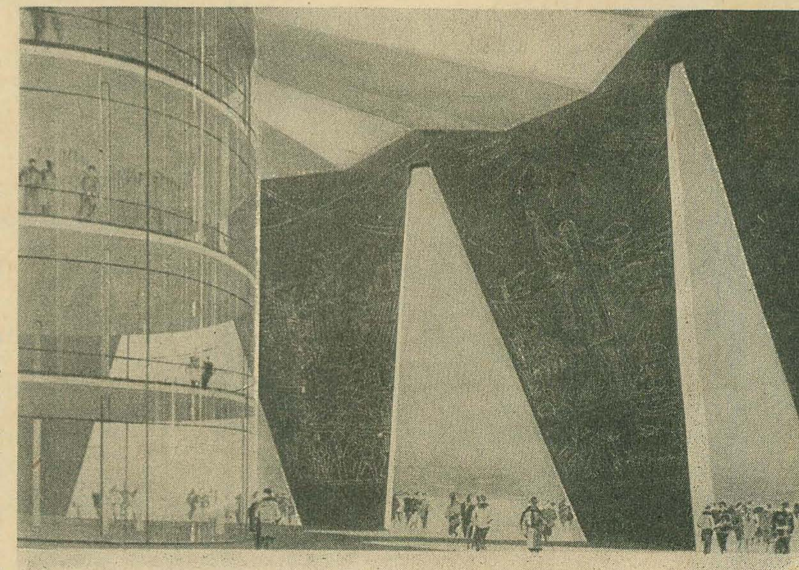
Fernsehsendungen werden im VHF-Bereich und im UHF-Bereich ausgestrahlt, dabei ist der VHF-Bereich ein Teil des UKW-(Ultrakurzwellen)Bandes, während der UHF-(Ultrahochfrequenz)Bereich im Dezimeterwellengebiet liegt. Die Bezeichnung VHF kommt aus dem Amerikanischen und ist die Abkürzung von „very high frequencies" (sehr hohe Frequenzen). Außerdem sind in der

Wellenlänge	Frequenz	Bezeichnung der Wellen
über 10 km	··· 30 kHz	Myriameterwellen
1 ··· 10 km	30··· 300 kHz	Kilometerwellen
100 ···1000 m	300···3000 kHz	Hektometerwellen
10 ··· 100 m	3··· 30 MHz	Dekameterwellen
1 ··· 10 m	30··· 300 MHz	Meterwellen
0,1··· 1 m	300···3000 MHz	Dezimeterwellen
1 ··· 10 cm	3··· 30 GHz	Zentimeterwellen
1 ··· 10 mm	30··· 300 GHz	Millimeterwellen

amerikanischen Fachliteratur für noch höhere Frequenzen die Bezeichnungen „super-hohe" und „extra-hohe" Frequenzen gebräuchlich. Es ist bedauerlich, daß diese wenig aussagekräftigen Bezeichnungen auch in den deutschen Fachsprachgebrauch übergegangen sind.
Im Interesse einer besseren Verständigung der Techniker in aller Welt sind deshalb die neuen Vorschläge zur Bezeichnung der Wellen nach der CCIR-Empfehlung Nr. 324 zu begrüßen, die in der obigen Tabelle zusammengestellt sind:
Die Bezeichnungen sind durchaus geeignet, das auf diesem Gebiet herrschende, wahrhaft babylonische Sprachengewirr zu beseitigen, da sie auch bei der Übersetzung in andere Sprachen ihren eindeutigen Sinn behalten. Wenngleich der genaue Platz eines Senders im Äther als Frequenz angegeben wird, so ist doch die Bezeichnung der Bereiche nach Wellenlängen überaus anschaulich, zumal sich damit gleich gewisse Vorstellungen über die Antennenabmessungen verbinden lassen. Dabei ist die vorgeschlagene Bezeichnungsweise so einprägsam, daß sie wohl jeder Funktechniker nach einmaligem Überfliegen im Kopf behalten wird. Man sollte sie deshalb in Zukunft weitgehend anwenden! Was allerdings nicht heißt, das wir den Mittelwellenbereich in unseren Rundfunkempfängern als Hektometerwellenbereich bezeichnen müßten. Er ist ja schließlich nur ein Teil dieses Bereiches.



In Ostankino, im Norden Moskaus, entsteht dieser riesige Fernsehturm (s. rechtes Bild). Er wird 520 m hoch werden. Das untere Bild zeigt das Projekt des Vestibüls dieses neuen Fernsehturms (s. a. S. 654)



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. NOVEMBERHEFT **21** 1962

In Rußland hat es immer schon große Wissenschaftler gegeben. Wir erinnern an Mendelejew, Popow, Ziolkowski, Pawlow, Joffé usw., um nur einige zu nennen. Aber daß ihre Erkenntnisse heute in der industriellen Praxis angewandt werden, verdankt Rußland — und die ganze Menschheit — der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution, in der vor nunmehr 45 Jahren die russische Arbeiterklasse die Geschicke ihres Landes in ihre Hände nahm. Die russische Arbeiterklasse und die mit ihr verbündeten Bauern taten das, was Zarismus und Bourgeoisie vor ihr nicht fertig brachten: Sie schufen die Bedingungen, unter denen die großartigen wissenschaftlichen Erkenntnisse der russischen Wissenschaftler zur praktisch-technischen Anwendung weiterentwickelt werden konnten. Um nur ein Beispiel zu nennen: Bekanntlich besteht zwischen den Erkenntnissen und den ersten Ergebnissen Popows und Marconis kein wesentlicher Unterschied. Aber Popow erhielt von der zaristischen Regierung nicht die für seine Weiterarbeit notwendigen Mittel; und als später auch die russische Flotte vor der Notwendigkeit stand, die drahtlose Telegrafie einzuführen, mußte man auf Marconi zurückgreifen.
Heute wird von keiner Seite bestritten, daß die Sowjetunion auch in bezug auf Nachrichtentechnik und Elektronik zu den führenden Ländern der Welt gehört. Ihre großartigen Erfolge auf dem Gebiet der Raumschiffahrt wären offensichtlich ohne den entsprechenden Stand der Wissenschaft und Technik der sowjetischen Elektronik nicht möglich gewesen.
Wir wollen den 45. Jahrestag der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution zum Anlaß nehmen, um durch die Wiedergabe eines Artikels aus der sowjetischen Fachzeitschrift „Radio" 7 (1962) über den Transistor-UKW-Empfänger „Ausma" und durch die Veröffentlichung einiger anderer Beiträge über Rundfunk und Fernsehen in der UdSSR zu zeigen, daß die sowjetische Technik auch auf diesen Gebieten — im Gegensatz zu manchmal geäußerten Behauptungen — der Technik anderer führender Länder durchaus ebenbürtig ist. Unseren Lesern, die unsere Veröffentlichungen über die modernen sowjetischen Fernsehempfänger verfolgt haben, ist das übrigens nichts Neues.

Sowjetischer Transistorempfänger „AUSMA"

„AUSMA", ein Transistortischgerät mit UKW-Bereich und universeller Stromversorgung aus dem Rigaer Funkwerk „A. S. Popow", ist ein kombinierter AM/FM-Super in gedruckter Schaltung mit drei Wellenbereichen und elf Transistoren und fünf Dioden.

Die Stromversorgung des Empfängers erfolgt entweder durch eine 9-V-Batteriespannung oder aus dem Wechselstromnetz (127/220 V). Die Betriebsdauer des Gerätes verdoppelt sich bei Verwendung der Batterie „Pionier" gegenüber der Verwendung von Monozellen „Saturn". Bei Netzbetrieb beträgt die aufgenommene Leistung 4 ··· 5 W. Die Nennausgangsleistung des Empfängers hängt von der Art der Stromversorgung ab. Sie beträgt bei Batteriebetrieb 150 mW und bei Netzbetrieb 500 mW. Eine Erhöhung der Ausgangsleistung wird durch Veränderung der Stromversorgung in einem Bereich von 9 ··· 23 V erreicht. Der Empfänger besitzt die Wellenbereiche L, M und U. Die tatsächliche Empfindlichkeit des Empfängers beträgt bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von ≧ 20 dB im LW- und MW-Bereich (bei Verwendung einer Außenantenne) 20 ··· 100 μV und im UKW-Bereich (Eingangsimpedanz 300 Ω) 2 ··· 10 μV. Wird die Ferritantenne benutzt, beträgt die Empfindlichkeit im LW- und MW-Bereich 0,2 ··· 0,8 mV/m. Dabei liegt die maximale Empfindlichkeit 2- bis 3fach über der realen. Die Zwischenfrequenz beträgt bei AM 465 kHz und bei FM 8,4 MHz. Die Bandbreite des FM-Teiles beträgt 120 ··· 160 kHz und die Oszillatorabwanderung der UKW-Frequenz innerhalb einer Stunde 10 ··· 30 kHz.

Der Frequenzgang des gesamten Empfängers geht (± 14 dB) im LW- und MW-Bereich von 120 ··· 6000 Hz und im UKW-Bereich von 120 ··· 12000 Hz. Der Klirrfaktor beträgt bei Mittelwelle 2 ··· 6% und bei UKW 2 ··· 4%. Alle angeführten Werte werden sowohl bei Batterie- als auch bei Netzbetrieb eingehalten. Bei einem Absinken der Batteriespannung um 30% (6,3 V) verändern sich nicht die Hauptwerte des Empfängers, wie die reale Empfindlichkeit, die Nachbarkanal- und Spiegelwellenselektion u. a. Der Empfänger ist noch bei halber Speisespannung betriebsfähig.
Der „AUSMA" hat die Abmessungen 560 × 265 × 245 mm und wiegt mit Batterien 8,5 kp.

Schaltung

Der Empfänger ist nach der Schaltung eines teilweise kombinierten AM/FM-Verstärkers mit vollständiger Trennung der HF-Teile unter kombinierter Ausnutzung des Transistors $T_{4.1}$ (siehe Bild 2) aufgebaut.

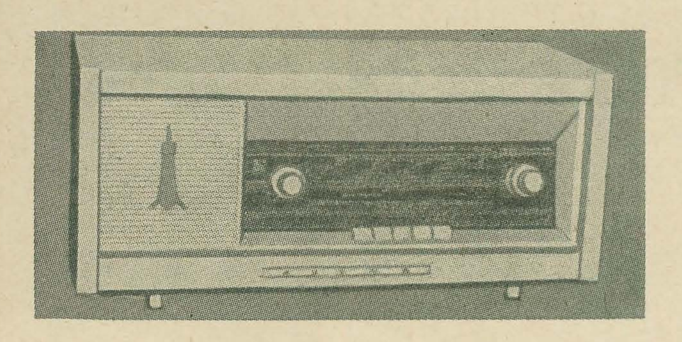


Bild 1: Ansicht des sowjetischen Transistor-UKW-Empfängers „AUSMA“

Der vom Wissenschaftlichen Forschungsinstitut „A. S. Popow“ entwickelte UKW-Baustein ist mit zwei Transistoren П411A ($T_{1.1}$ und $T_{1.2}$) bestückt. Der erste Transistor arbeitet als HF-Verstärker in Basisschaltung. Der HF-Verstärker besitzt einen 300-Ω-Eingang und ist für die eingebaute oder UKW-Außenantenne vorgesehen. Die Abstimmung des Kollektorkreises des HF-Verstärkers und des Oszillatorkreises erfolgt induktiv. Der zweite Transistor arbeitet als Mischer in Basisschaltung. Zur Kompensation der Phasenverschiebung, die im UKW-Bereich bei Transistoren auftritt, dient die Drossel $L_{1.4}$ im Rückkopplungszweig des Oszillators.

Die Eingangskreise des AM-Teiles befinden sich auf dem Stab der Ferritantenne. Mit dem Schalter S_6 erfolgt das Umschalten auf Außenantenne bzw. Ferritantenne. Die angewandte Schaltung erwies sich als sehr zweckmäßig, da sie gute Ergebnisse mit beiden Antennenarten gewährleistet. Die Mischstufe des AM-Teiles arbeitet mit dem Transistor П 402 ($T_{4.1}$) in induktiver Rückkopplungsschaltung. Dieser Transistor arbeitet für das Eingangssignal in Emitter- und für den Oszillator in Basisschaltung.

Die kombinierte ZF-Verstärkung arbeitet mit vier Transistoren П 402 ($T_{4.1}$, $T_{4.2}$, $T_{4.3}$ und $T_{4.4}$) in Emitterschaltung mit getrennten Selektions- und Verstärkungsfunktionen in den einzelnen Stufen. In der ersten Stufe ist ein Vierkreis-AM/FM-Filter (Ferritstabkern) geschaltet. Die zweite und dritte FM/ZF-Stufe stellen Einkreisresonanzverstärker dar. Bei AM-Betrieb arbeitet die zweite Stufe als Resonanzverstärker und die dritte Stufe als aperiodischer Verstärker. Der Demodulator für beide Verstärkungen (AM und FM) ist die vierte Stufe. Die lose Kopplung des Kreises mit dem Transistor vermeidet eine Neutralisation in allen Stufen, außer der letzten, wo die mittlere Neutralisation der FM-Verstärkung angewandt wurde.

Die Widerstände $R_{4.8}$, $R_{4.14}$ und $R_{4.21}$ haben die Aufgabe, die Einwirkung von Spannungsschwankungen in der Stromversorgung, einer Überlastung und anderer Faktoren zu verringern. Eine gute Stabilisierung wird durch $R_{4.1}$, $R_{4.8}$, $R_{4.16}$ und $R_{4.19}$ erreicht. Im Betriebszustand fließt bei den HF-Transistoren ein Emitterstrom von 1 mA.

Die Diode Д2E ($D_{4.1}$) fungiert als AM/ZF-Gleichrichter und wird gleichzeitig als automatische Schwundregelung ausgenutzt. Die Diode arbeitet mit positiver Vorspannung, die sie über $R_{4.23}$ erhält. Die Spannung der automatischen Schwundregelung gelangt nach der Siebung an die Basis des Transistors $T_{4.2}$.

Bei FM-Betrieb wurde die Schaltung des symmetrischen Ratiodetektors mit niederohmiger Belastung, bestehend aus den Dioden $D_{4.2}$ und $D_{4.3}$ angewandt. Durch die Widerstände $R_{4.26}$ und $R_{4.27}$ wird eine optimale Unterdrückung der Brummodulationskurve erreicht.

Der NF-Vorverstärker wird von drei Transistoren П15A ($T_{4.5}$, $T_{4.6}$ und $T_{4.7}$) gebildet, die in Emitterschaltung arbeiten. Die Eingangsstufe des Verstärkers arbeitet nach dem Prinzip des erhöhten Eingangswiderstandes, wodurch die Verwendung eines Kristalltonabnehmers ermöglicht wird. Die ersten beiden Stufen enthalten eine frequenzabhängige Gegenkopplung zur Regelung der Klangfarbe in den hohen Tonfrequenzen. Die eisenlose Gegentaktendstufe arbeitet mit den Transistoren П201A ($T_{4.8}$ und $T_{4.9}$), die gleichstrommäßig in Serie geschaltet sind. Die Stabilisa-

Bild 2: Schaltplan des sowjetischen Transistor-UKW-Empfängers „AUSMA“

tion der Verstärkung erfolgt durch $R_{4.56}$ und $R_{4.57}$.

Als Lautsprecher (Lt_1) dient der Typ ГД3, der einen erhöhten Schalldruck besitzt.

Die Zweiweggleichrichtung im Gleichrichterteil erfolgt durch die Dioden $D_{3.1}$ und $D_{3.2}$. Die Gleichrichtung ist durch einen niederohmigen Spannungsteiler stabilisiert, der aus den Widerständen $R_{3.1}$ und $R_{3.2}$ gebildet wird. Zur Siebung dient ein π-Filter. Bei der Stromversorgung liegt Minus am Chassis.

Aufbau

Der gesamte Empfänger ist mit Ausnahme des Ferritantennenteils, des UKW-Bausteins und des Gleichrichterteils auf einer Leiterplatte von 160×135 mm untergebracht. Die Verdrahtung erfolgte in gedruckter Schaltung, auf einer im Ätzverfahren hergestellten Leiterplatte aus Pertinax. Der Drucktastensatz zur Umschaltung der Wellenbereiche und Betriebsart ist fünftastig. Das Rahmengestell des Drucktastensatzes bildet gleichzeitig das Chassis des Empfängers, an dem die Leiterplatte, das Ferritantennenteil, der UKW-Baustein und der Drehko-Abstimmbaustein befestigt sind.

Die Batteriekassette ist für die Aufnahme von sechs Monozellen ,,Saturn" bestimmt. Die äußeren Abmessungen der Batteriekassette sind die gleichen wie die der Batterie ,,Pionier", wodurch eine völlige Austauschbarkeit erreicht wurde.

Aus ,,Radio" 7 (1962) S. 24...27

Rundfunk und Fernsehen in der UdSSR

Unser Beitrag gibt einen Überblick über die Entwicklung und den gegenwärtigen Stand des Rundfunks und Fernsehens in der UdSSR, wobei auf die Moskauer und Leningrader Fernsehzentren mit ihren Schwarz-Weiß- und Farbfernsehsendern näher eingegangen und die Technik des Stereorundfunks behandelt wird.

Rundfunk

In der UdSSR gibt es 30 Millionen Rundfunkempfänger, 31 Millionen Drahtfunkteilnehmer wurden registriert, davon 16 Millionen bei der Landbevölkerung. Aus Moskau werden täglich drei zentrale Rundfunk- und zwei UKW-FM-Rundfunkprogramme und spezielle Programme für den Fernen Osten, Ostsibirien, Mittelasien und den Ural gesendet.

Es wird daran gearbeitet, den Empfang des ersten Rundfunkprogramms auf dem gesamten Territorium der UdSSR zu ermöglichen. Ferner wird die Reichweite des zweiten und dritten Rundfunkprogramms vergrößert.

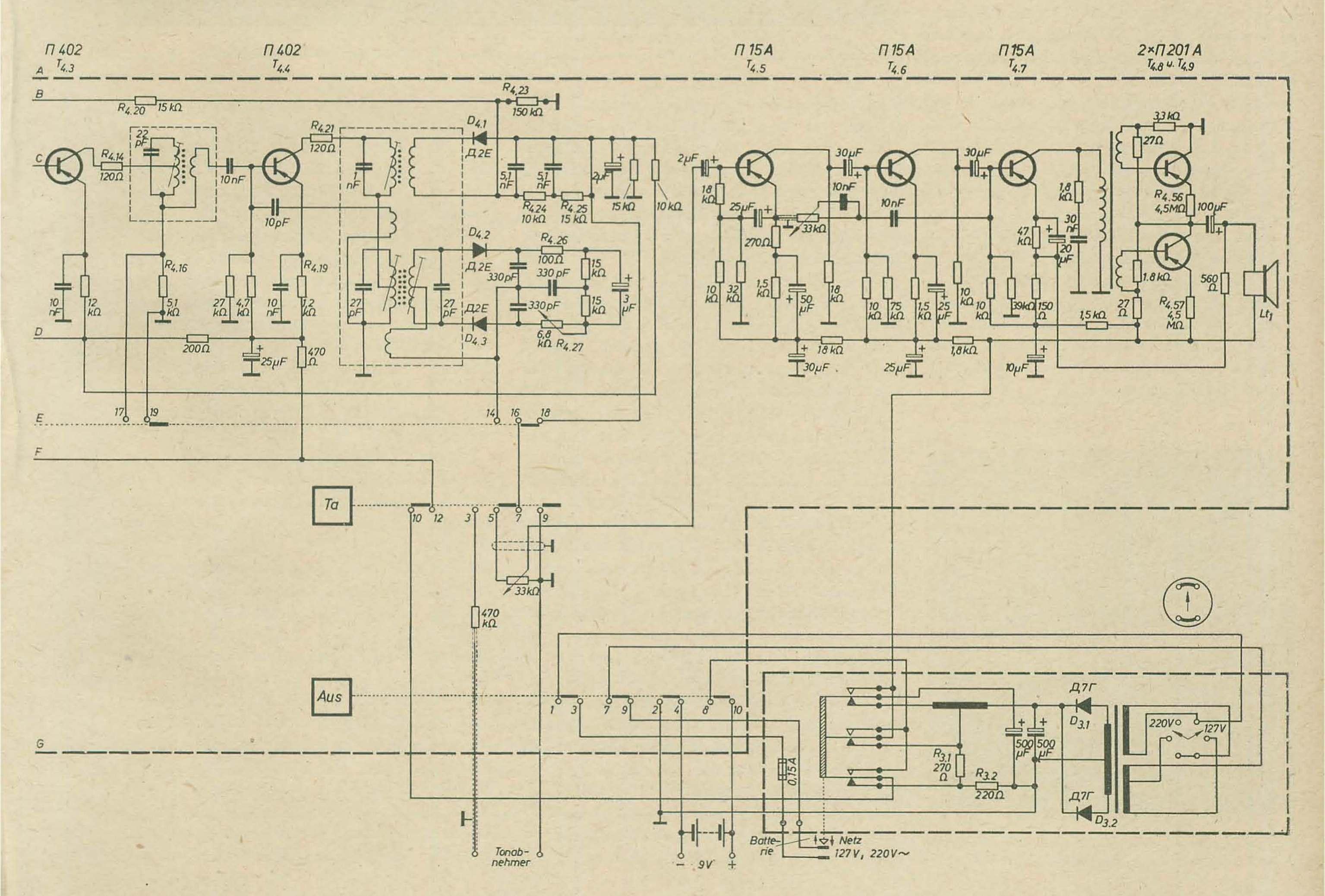
Stereorundfunk

Im Jahre 1959 wurde in Leningrad eine Versuchseinrichtung zum Senden und Empfangen von Stereorundfunksendungen erprobt. Sie arbeitet auf dem Prinzip der polaren Amplitudenmodulation (obere und untere Halbwellen einer Träger-Sinusspannung werden mit je einem Stereosignal moduliert), die Frequenz der Träger-Sinusspannung betrug 31,2 kHz, der Frequenzbereich 30...12000 Hz, die nichtlinearen Verzerrungen weniger als 2%. Mit der so modulierten Träger-Sinusspannung wurde ein UKW-Träger frequenzmoduliert.

Die Einrichtung wurde mit dem Leningrader UKW-FM-Rundfunksender auf einer Wellenlänge von 4,26 m ausprobiert. Die Sendung enthielt ein für Stereorundfunksendungen übliches Programm. Es wurde mit Stereorundfunkempfängern mit polaren Detektoren empfangen.

Diese Methode mit nur einem UKW-FM-Sender kann auch für zwei Rundfunkprogramme oder für Fernsehen mit zweisprachigem Begleitton angewandt werden.

Zur Zeit werden Stereorundfunksendungen regelmäßig zweimal in der Woche in Moskau, Leningrad, Kiew und Tallinn durchgeführt. Im Jahre 1961 wurden groß angelegte Versuche auf dem Gebiet des Stereorundfunks begonnen. Insbesondere sollen Angaben über die Störunanfälligkeit der oben angeführten



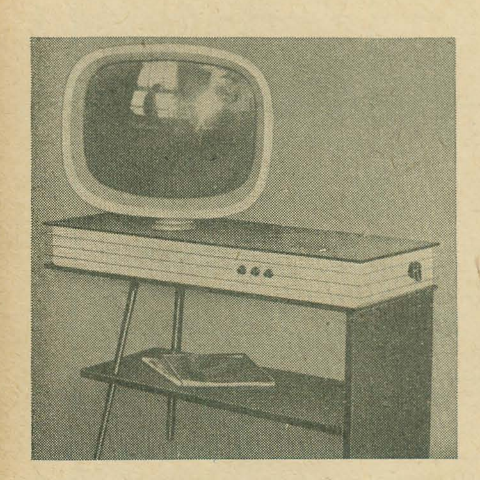


„Tschaika“ heißt dieser Leningrader 6-Transistoren-Standardempfänger in der Größe eines Zigarettenetuis. Sein kleiner Akkumulator gestattet eine ununterbrochene Spieldauer von 20 Stunden und kann dann am Wechselstromnetz wieder aufgeladen werden

Stereorundfunksendungen, über die Zweckmäßigkeit von Stereorundfunksendungen mit zwei Trägern und Mittelwellen-Pseudostereorundfunksendungen gewonnen sowie entsprechende Anlagen und Hilfsgeräte konstruiert werden.

Schwarz-Weiß-Fernsehen

In der UdSSR gibt es 6 Millionen TV-Empfänger, davon 0,5 Millionen bei der Landbevölkerung. 112 Fernsehsender und 200 TV-Umsetzer versorgen ein Gebiet mit einer Bevölkerung von 80 Millionen. Bis 1965 soll es 200 Fernsehsender und 300 Umsetzer geben. Zur Zeit befinden sich 40 Sender und Umsetzer im Bau, von denen 20 in diesem Jahre fertig werden. Im Jahre 1950 gab es in der UdSSR nur zwei Fernsehstudios. Die Sendezeit des sowjetischen Fernsehens betrug damals 1300 Stunden. Im Jahre 1961 waren es bereits über 100000 Stunden. Die Programme des zentralen Fernsehstudios werden in 33 Bezirken der UdSSR empfangen.
Moskau, Kiew, Baku, Tallinn, Frunse senden zwei Fernsehprogramme. Durch Übertragung des zentralen Fernsehprogramms nach 36 großen Städten der RSFSR, der Ukrainischen, Weißrussischen, Littauischen, Lettischen und Estonischen SSR wird mit diesem Programm ein Gebiet mit einer Bevölkerung von 40 Millionen versorgt.

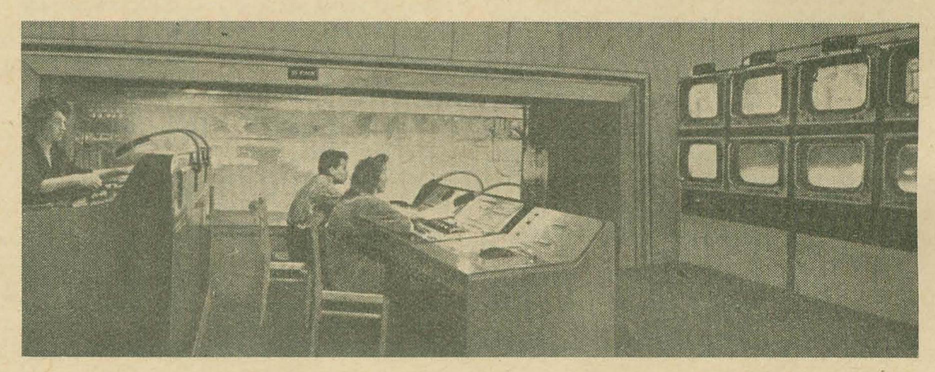


Ein sowjetischer TV-Empfänger ausgefallener Bauart ist dieser Typ „Ukraine“

Das alte Moskauer Fernsehzentrum in Schabalowka strahlt zwei Schwarz-Weiß-Fernsehprogramme und ein Farbfernsehprogramm aus. Das erste Programm wird im 1. OIRT-Kanal (Bild: 49,75 MHz, Ton: 56,25 MHz) ausgestrahlt und hat einen 15-kW-Sender und einen dreifachen Drehkreuzstrahler, der auf dem 150 m hohen Schuchow-Antennenmast angebracht ist. Der Sender hat eine Reichweite von 60 ··· 70 km.
Das zweite Programm arbeitet im 3. OIRT-Kanal (Bild: 77,25 MHz, Ton: 83,75 MHz) und hat einen 5-kW-Bild- und 2,5-kW-Tonsender und einen vierfachen Drehkreuzstrahler, der in 110 m Höhe montiert ist. Der Sender hat eine Reichweite von 60 km.

Neues Moskauer Fernsehzentrum in Ostankino

Ein neues Moskauer Fernsehzentrum entsteht in Ostankino. Der Antennenmast mit der beachtenswerten Höhe von 520 m wird aus vorgespanntem Beton gefertigt.



Mischpult des neuen Leningrader Fernsehzentrums, das mit 25000 m² das größte Europas ist

Der Antennenmast hat am Sockel einen Durchmesser von 65 m; der Betonmast reicht bis 384 m; bis 520 m kommt dann ein konusartiger Stahlmast, auf dem die Antennen montiert werden, und zwar die Antennen für sechs UKW-FM-Rundfunkprogramme, für vier Schwarz-Weiß-Fernsehprogramme und für ein Farbfernsehprogramm.
Bis zur Höhe von 51 m werden in elf Stockwerken die Anlagen der Sender untergebracht sein. Von 120 ··· 140 m werden die Relais für die Übertragungswege zu anderen Städten und Staaten und in 250 m Höhe die Relais für die beweglichen Übertragungsanlagen im Stadtgebiet angebracht. Der Farbfernsehsender wird seinen Platz zwischen 340 und 360 m finden. Außerdem werden sich auf dem Mast ein Restaurant und mehrere Aussichtsplattformen befinden. Drei Schnellaufzüge mit einer Traglast bis 1000 kp werden bei einer Geschwindigkeit von 5 m/s die Höhe von 350 m nach zwei Minuten Fahrt erreichen.
Die UKW-FM-Rundfunksender, die die Antennen dieses Mastes speisen werden, sollen eine Leistung von 15 kW, die Schwarz-Weiß-Fernsehsender eine 50-kW-Bild- und 15-kW-Tonleistung und der Farbfernsehsender eine 25-kW-Bild- und 7,5-kW-Tonleistung haben. Die Leistung des Farbfernsehsenders soll später auf 50 kW (Bild) und 15 kW (Ton) erhöht werden.
Ostankino wird zuerst drei UKW-FM-Rundfunk- und drei Fernsehprogramme ausstrahlen, um später auf die geplante Anzahl der Sender überzugehen.

Farbfernsehen

Anfang 1960 wurde in Moskau ein Versuchsfarbfernsehsender in Betrieb genommen. Das Moskauer Farbfernsehprogramm wird z. Z. im 8. OIRT-Kanal (Bild: 191,25 MHz, Ton: 197,75 MHz) ausgestrahlt und arbeitet mit einem 100-W-Bild- und 30-W-Tonsender.
Das Farbfernsehsystem ist ein kompatibles System mit einem Farbhilfsträger mit quadratischer Phasenmodulation. Das Luminanzsignal E_Y' hat eine Bandbreite von 6 MHz, der Abstand zwischen Bild- und Tonträger beträgt 6,5 MHz, der Farbhilfsträger hat eine Frequenz von 4,43 MHz und die Bandbreiten der zwei Farbdifferenzsignale ($E_B' - E_Y'$) und ($E_R' - E_Y'$) betragen (von der Farbhilfsträgerfrequenz gemessen) $\pm 1,5 \ldots 1,6$ MHz.
Das Farbfernsehen wird im Moskauer Stadtgebiet an 40 Stellen empfangen und geprüft.
Vom April 1960 bis Juli 1961 war in Leningrad ein Farbfernsehsender in Versuchsbetrieb. Die Anlage wurde im Leningrader Institut für Nachrichtentechnik „N. A. Bontsch-Brujewitsch“ entwickelt und auch von den Angestellten dieses Institutes bedient.
Der Sender arbeitete im 8. OIRT-Kanal mit einer Leistung von 75 W, die Reichweite betrug 8 ··· 10 km. Das Versuchsprogramm wurde regelmäßig einmal in der Woche 1 ··· 1½ Stunden lang ausgestrahlt. Es bestand im allgemeinen aus Unterhaltungsveranstaltungen und kurzen Farbfilmen. Außer der Programmsendung wurde noch eine technische Versuchssendung ausgestrahlt, die meßtechnischen Zwecken diente. Gesendet wurden Testbild 0249, Farbstreifen und Keile, Schachbrett- und Gittermuster.
Das Farbfernsehsignal wurde mit Farbfernsehempfängern vom Typ „Raduga“ und „Temp-22“ empfangen. Mit speziellen Antennen konnte das Farbfernsehprogramm mit Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern auf eine Entfernung von 30 ··· 40 km empfangen werden.
Im Mai 1961 wurde eine Versuchsfarbfernsehsendung mit einem üblichen Fernsehsender, der im 1. OIRT-Kanal arbeitete, durchgeführt. Der Versuch zeigte, daß geläufige Schwarz-Weiß-Fernsehsender auch als Farbfernsehsender arbeiten können.
Die Aufnahmen wurden mit einer „flying spot“-Einrichtung gemacht. Außer den Aufnahmekameras war auch ein Filmabtaster (mit kontinuierlicher Filmbewegung) in Betrieb. Die Lebensdauer der Abtaströhre betrug bei hoher Belastung 100 Stunden und die der Sekundäremissions-Vervielfacher 1500 Stunden. Die technischen Eigenschaften der An-

lage (Farbübertragung, Zeilenzahl, Rauschverhältnis u. a.) waren gut. Die Qualität des empfangenen Bildes war zufriedenstellend. Die Vorbereitungszeit der Anlage bis zum Sendebeginn betrug max. zehn Minuten. Durch die Arbeitsart der Anlage wurde die Arbeit der Schauspieler erleichtert (geringere Beleuchtung), die der Artisten (stroboskopischer Effekt, geringe Beleuchtungsimpulsfolge) allerdings erschwert. Die benutzten Sender hatten aber keine zufriedenstellende Frequenz- und Amplitudenkonstanz und auch keine genügende Leistung. Die Kontrollempfänger waren unstabil, einige Exemplare hatten eine zu kleine Grundfarbensättigung. Die Meßgeräte reichten für alle notwendigen Messungen aus. Es zeigte sich als zweckmäßig, alle drei Farbsignale gleichzeitig auf einem Oszillografenschirm zu verfolgen, damit die Signalpegel kontrolliert werden könnten. Ein Phasenmesser für die Messung der Phasenkonstanz war überflüssig. Das Ergebnis dieses Versuchsbetriebes war die Ausarbeitung der Methodik der Vorbereitung und Einpegelung der ganzen Sendereinrichtung und die Erkenntnis, daß das kompatible Farbfernsehsystem mit quadratischer Modulation für das Farbfernsehen benutzt werden kann.

Später wurde an der weiteren Vervollkommnung der ganzen Einrichtung gearbeitet, so daß Anfang 1962 in Leningrad ein Farbfernsehsender, der analog dem Moskauer ist, in Betrieb genommen werden konnte.

In der UdSSR wurde im Jahre 1957 ein Versuchs-Farbfernsehempfänger für das kompatible Farbfernsehsystem entwickelt. Er arbeitete mit einer Lochmaskenröhre 53LK4C. Der Empfänger trug die Bezeichnung „Rus" und wird nach einigen Abänderungen von einem Leningrader Betrieb unter der Bezeichnung „Raduga" (Regenbogen) in kleineren Serien gefertigt. Ein anderer Farbfernsehempfänger heißt „Temp-22". Beide Empfänger haben eine Bildschirmdiagonale von 53 cm. Zur Illustration seien die technischen Daten des Types „Raduga" angeführt: Die Empfindlichkeit auf dem Bild- und Tonkanal beträgt 1 mV, die Auflösung in der Bildmitte 400 Zeilen, am Rande 350 Zeilen. Die horizontale Nichtlinearität erreicht 17%, die vertikale ist um 3 ··· 5% kleiner. Die Bandbreite des Farbfernsehempfängers beträgt 5,8 MHz. Er arbeitet mit der geläufigen Bildzwischenfrequenz von 34,25 MHz und der 6,5-MHz-Tonzwischenfrequenz. Die Dämpfung des Tonträgers beträgt 40 dB. Das Gerät ist mit 26 Röhren und 15 Halbleitern bestückt und hat einen Leistungsverbrauch von 350 W.

Projektionsfarbfernsehempfänger

Im wissenschaftlichen Forschungsinstitut des Ministeriums für Nachrichtentechnik der UdSSR wurden Farbfernseh-Projektionsempfänger sowohl für den Empfang im Heim als auch in Clubs, Gaststätten usw. konstruiert. Die Entwicklung wurde aus folgenden Gründen durchgeführt: Anstelle einer Lochmaskenröhre werden nur einfache Einfarben-Projektionsbildröhren benutzt, so daß bei Auswechslung einer Röhre eben nur diese erneuert werden muß; ein Empfänger mit drei Bildröhren ist in bezug auf störende Magnetfelder unempfindlicher als ein solcher mit Lochmaskenröhre.

Außerdem sind die Bildabmessungen bei einem Projektionsempfänger größer als bei einem normalen TV-Empfänger. Die einzelnen Empfängertypen sind im allgemeinen mit denselben Bauteilen und Bauelementen aufgebaut.

Im Institut wurden die Farbfernseh-Projektionsempfänger „Isumrud 201" (Smaragd) mit den Bildabmessungen von 90 × 120 cm und „Isumrud-202" mit den Bildabmessungen von 36 × 48 cm entwickelt. Die Unterlagen wurden dem Fernsehgerätewerk des Moskauer Sownarchos's zugeleitet. Dieser Betrieb entwickelte in Zusammenarbeit mit dem Institut den Projektionsempfänger „Isumrud-205" mit den Bildabmessungen 48 × 64 cm.

In den Empfängern werden die Projektionsbildröhren 6LK1P (Rot), 6LK1I (Grün) und 6 LK1A (Blau) benutzt. Die Empfänger haben eine horizontale Auflösung in Bildmitte von 500 ··· 550 Zeilen und eine vertikale Auflösung in Bildmitte von 450 ··· 500 Zeilen. Die Farbdeckung in einer Entfernung vom Bildrand, die 5% der Bildabmessung beträgt, ist nicht schlechter als ein Abstand, der 7,5 bis 8 Zeilen entspricht. Die Projektionsbildröhren haben einen Schirmdurchmesser von 65 mm, die Beschleunigungsspannung beträgt 25 kV und der Katodenstrom 100 ··· 250 μA. Die Lebensdauer der Projektionsbildröhren wird mit 500 Stunden angegeben.

Zum Vergleich seien die Abmessungen des Empfängers „Raduga" 640 × 730 × 790 mm mit denen des „Isumrud-205" 720 × 735 × 809 mm angeführt. Wie ersichtlich, unterscheiden sie sich voneinander nicht wesentlich.

Intervision — Eurovision

Am 14. April 1961 trat das sowjetische Fernsehen aus den Grenzen der UdSSR, indem die Übertragung von der Ankunft Juri Gagarins in Moskau auch von anderen Staaten übernommen wurde. Außer von Millionen sowjetischer Fernsehzuschauer nahmen an dieser Übertragung die Zuschauer aus der DDR, ČSSR, VR Ungarn, VR Polen, Finnland, England, Frankreich, Italien, Belgien, Holland, Schweden, Dänemark, Schweiz, Österreich und Westdeutschland teil. Außerdem wurden von einigen Fernsehanstalten Aufzeichnungen aufgenommen, die auch in den USA gezeigt wurden. Die Fernsehübertragung dauerte von 10.17 ··· 15.03 Uhr und gelangte von Moskau über Tallinn, Helsinki, Stockholm, Kopenhagen, Hamburg, Köln, Brüssel bis nach London. Die Intervision bekam das Bild über Hamburg und Berlin. Der in russischer, deutscher, englischer, französischer und ungarischer Sprache geführte Begleittext wurde über Kabel geleitet.

Zum 1. Mai 1961 wurde der Bau von zwei Relaisketten beendet. Die eine führt über Finnland zur Eurovision, die andere über die VR Polen zu den Intervisionsmitgliedern DDR, ČSSR und der VR Ungarn. So konnten die Feierlichkeiten anläßlich des 1. Mai übertragen werden. Damit noch bessere Übertragungsbedingungen zwischen den Mitgliedsländern der Intervision zustandekommen, wurden zwischen der UdSSR und der ČSSR, der VR Polen, VR Ungarn, VR Bulgarien und VR Rumänien neue Relaisketten gebaut. Am 9., 16. und 25. Mai 1961 wurden die ersten Sendungen des tschechoslowakischen und polnischen Fernsehens in der UdSSR empfangen.

Bildfernsprecher

In Moskau, Leningrad und Kiew sind Bildfernsprecher in Betrieb. Die Bildfernsprecherstelle in Moskau besitzt zwei Fernsprechzellen. Die Teilnehmer werden mittels einer Vidikonkamera „KT-29" aufgenommen; als Übertragungsgerät dient das Gerät „UV-19" aus der Industriefernsehanlage „PTU-2M". Für die Tonübertragung dient das Gerät „TU-100". Die Verbindung Kiew—Leningrad kommt über Moskau zustande.

Matuschek

Literatur

Radio (UdSSR) Jahrgänge 1961 und 1962
Technika kino i telewidenija (UdSSR) Jahrgänge 1961 und 1962

Die Industriefernsehanlage MPTU-2

Nachfolgend wird eine sowjetische Industriefernsehanlage kleiner Abmessungen, die für die Benutzung in schwer zugänglichen Plätzen bestimmt ist, beschrieben.

Die Kameras einer Reihe bekannter Industriefernsehanlagen sind verhältnismäßig groß, so daß ihr Anwendungsbereich bei verschiedenen Beobachtungen begrenzt ist. So betragen z. B. die minimalen Abmessungen der Kameras mit optischen Systemen 148 × 150 × 387 mm (Anlagen PTU-2M und PTU-4).

Die im Fernsehlabor des Tomsker Polytechnischen Institutes konstruierte Industriefernsehanlage hat relativ kleine Abmessungen und ein kleines Gewicht (die Abmessungen der Kamera betragen 80 × 125 × 280 mm), was durch die Anwendung von Halbleiterbauelementen und einer besonderen Konstruktion des optischen Systems erreicht wurde.

In der Anlage wird die Auswechslung der Objektive, ihre Fokussierung und Abblendung ferngesteuert. Die Teile der Anlage sind mit neun Röhren und 55 Transistoren bestückt.

Die Industriefernsehanlage MPTU-2 (Bild 1) setzt sich aus der Kamera, dem Kontrollbildgerät und einer Reihe von Verbindungskabeln (je 100 m RK-50, RK-1 und MKSchE-14 x 0,75) zusammen.

In der Kamera sind u. a. das optische System, die Fernsteuereinrichtung, ein Vidikon vom Typ LI-23 oder FOS-34 und der Kameraverstärker untergebracht. Die Kamera kann auf einem Stativ angebracht werden.

Das optische System setzt sich aus einem Karussell mit zwei Objektiven RO-51 und I-50U mit Brennweiten von 20 mm und 50 mm, einer Arretierungseinrichtung, einem Elektromotor vom Typ MP-8 mit Übersetzungen, dem Fokussierungs-Blende-Umschaltmechanismus und einer Trägerplatte zusammen. An dieser Platte sind das Fokussierungs- und das Ablenksystem des Vidikons befestigt. Die Fernsteuereinrichtung ist mit Dioden und RSM-Relais bestückt und wird zweidrahtig vom Pult des Kontrollbildgerätes gesteuert.

Im Kontrollbildgerät sind der Synchronisierungsgenerator, der Kompensationssignalgenerator, der Videovor- und Endverstärker, die Ablenkeinheiten, der Stromversorgungsteil und die Bildröhre 35 LK-2B untergebracht.

Das allgemeine Blockschaltbild der Anlage ist im Bild 2 dargestellt. Der Synchronisierungsgenerator der Anlage ist mit 37 Transistoren und 41 Dioden bestückt. Er erzeugt die Impulse zum Zwischenzeilenverfahren. Die Teilung der zweifachen Zeilenfrequenz von 31250 Hz bis zu einer 50-Hz-Frequenz geschieht mit Hilfe von drei in Reihe geschalteten Teilerstufen (5 : 5 : 25). Für die Teilerstufen werden Trigger angewendet. Das Schaltbild der Synchronisierstufe des Hilfsimpulserzeugers, die einen Frequenzdifferenzdetektor in Brückenschaltung, einen Gleichstromver-

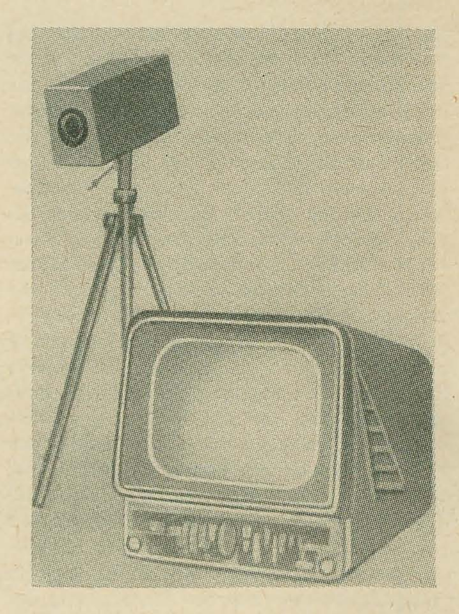


Bild 1: Ansicht der Anlage MPTU-2

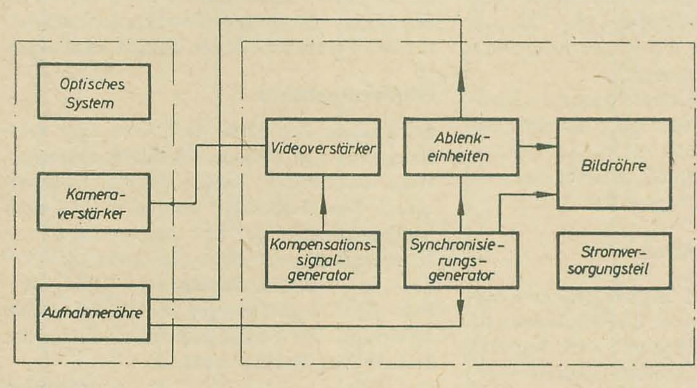


Bild 2: Blockschaltbild der Anlage

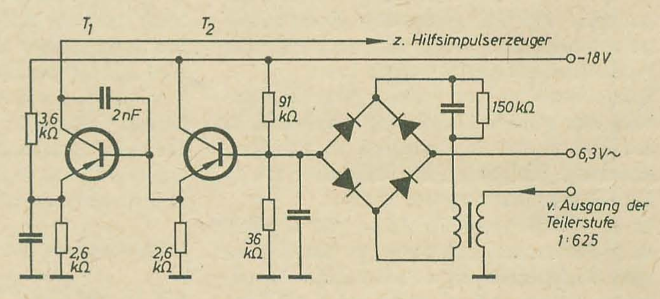


Bild 3: Schaltbild der Synchronisierstufe des Hilfsimpulserzeugers

Bild 4: Schaltbild des Kompensationssignalgenerators

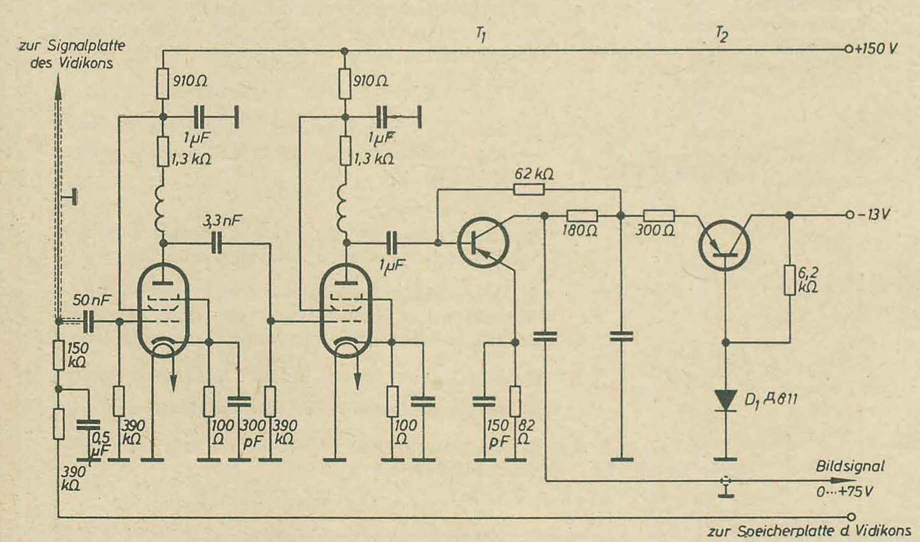


Bild 5: Schaltbild des Kameraverstärkers

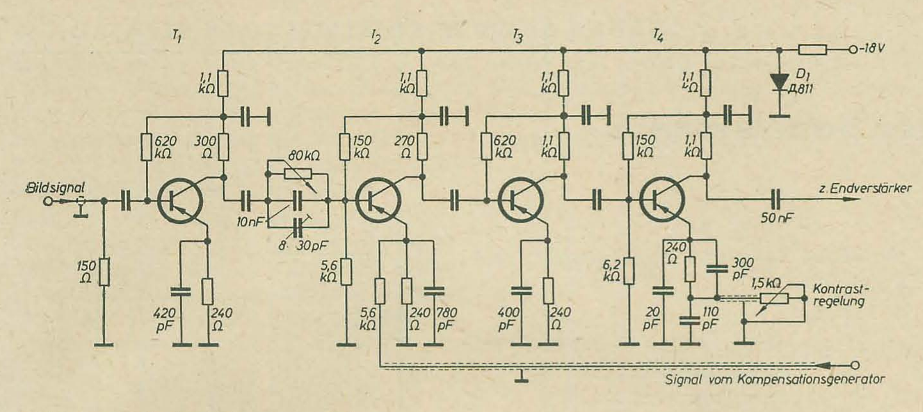


Bild 6: Schaltbild des Videovorverstärkers

stärker und einen Reaktanztransistor T_1 enthält, ist im Bild 3 dargestellt.

Der Kompensationssignalgenerator (Bild 4) dient zur Erzeugung eines komplizierten Signals, das u. a. sägezahn- und parabelförmige Spannungen mit Zeilenfrequenz enthält. Dieses Signal ist zum Ausgleich der Helligkeit des Bildes auf der Bildröhre notwendig. Der Kompensationssignalgenerator ist mit vier Transistoren bestückt. Die positiven Rechteckimpulse mit Zeilenfrequenz werden über eine Siebschaltung C_1/R_{eing} zum Transistor T_1 geleitet. Vom Emitterfolger, der mit dem Transistor T_2 bestückt ist, gelangen sie mit negativer Polarität über die Diode D_2 auf das Glied R_6/C_4. Von dort wird die Sägezahnspannung zur Phasenumkehrstufe, die mit dem Transistor T_3 bestückt ist, geleitet. Vom Ausgang des Transistors T_3 gelangt die Spannung, die nun eine umgekehrte Polarität besitzt, einerseits zum Widerstand R_{12} und von dort zum Videovorverstärker, andererseits zur Basis des Transistors T_4. Am Kollektor des Transistors T_4 entsteht mit Hilfe einer Integrierschaltung R_{15}/C_8 eine parabelförmige Spannung. Diese Spannung wird ebenfalls zum Widerstand R_{12} geleitet.

Der Bildkanal der Anlage ist mit je vier Röhren und Transistoren bestückt. Die Bandbreite des Bildkanals beträgt 6,5 MHz bei dreimaligem Hub auf Frequenzen um 6 MHz. Dies bewirkt einigermaßen eine Aperturblendenkorrektur.

Das Schaltbild des Kameraverstärkers zeigt Bild 5. Er besitzt eine gleichmäßige Frequenzcharakteristik; seine Bandbreite beträgt 7 MHz.

Der Videovorverstärker (Bild 6) ist mit Transistoren vom Typ P-402, P-403 bestückt. Er kompensiert die Dämpfung der Frequenzcharakteristik, die durch den Eingangskreis der ersten Stufe des Kameraverstärkers verursacht wurde und bewirkt eine Aperturblendenkorrektur. Die Kompensation der Frequenzverzerrungen wird auf Kosten einer RC-Gegenkopplung in den Emitterkreisen und eines RC-Gliedes im Basiskreis des zweiten Transistors erwirkt. Der Videovorverstärker ist abgeschirmt und wird von einer selbständigen Stromquelle gespeist. Dies alles trägt zu einer besseren Arbeitsstabilität bei. Die Kontrastregelung erfolgt in der Stufe, die mit dem Transistor T_4 bestückt ist.

Der Videoendverstärker und die Ablenkeinheiten sind mit Röhren bestückt. Der Endverstärker hat eine gleichmäßige Frequenzcharakteristik (mit einem geringen Hub auf 5,5 ··· 6 MHz) und eine Bandbreite von 6,5 MHz.

Technische Daten

Zwischenzeilenverfahren	625 Zeilen, 25 Bilder/s
Bildauflösung in der Mitte des Testbildes 0249 bei einer Beleuchtung von 200 bis 250 lx	vertikal und horizontal je 450 Zeilen
8 Graustufen	
Übertragung des Bildsignals über Kabel RK-50 (ohne Träger)	
Stromversorgung	220 V ± 5%/50 ± 5 Hz
Leistungsaufnahme der Anlage	130 W
Abmessungen	
Kamera	80 × 125 × 280 mm
Kontrollbildgerät	370 × 400 × 520 mm
Gewicht	
Kamera	4,7 kp
Kontrollbildgerät	30 kp

Übersetzt aus Technika kino i telewidenija (UdSSR) 7 (1961) von P. Matuschek

Aus der Reparaturpraxis

„Elko-Explosion" bei einem „Patriot"

Eine „Elko-Explosion", die allen Fachleuten, der Herstellerfirma der Elektrolytkondensatoren „Frolyt" und den Firmen, die Fernsehgeräte montieren bzw. reparieren, eine Warnung sein sollte, ereignete sich kürzlich in einem „Patriot I".

Das Aluminiumgehäuse des Katodenblocks der Vertikalendstufe, Pentodensystem der PCL 82, wurde durch Überdruck im Elektrolytkondensator mit einem peitschenartigen Knall gegen die Gehäusedecke geschleudert.

Der Aufschlag geschah mit einer derartigen Wucht, daß eine Druckstelle in der Gehäusedecke (Holzgehäuse) entstand. Aus der Deformation des Alu-Gehäuses (beiliegendes Foto) ist zu ersehen, daß der Elko-Becher eine schräge Flugbahn eingeschlagen hatte. Ein Aufschlagen des Alubechers auf die Bildröhre war also durchaus möglich. Die Folgen eines derartigen Bildröhrenbeschusses sind sehr leicht einzuschätzen.

Kommt es auf Grund des harten Aufschlages zur Implosion der Bildröhre, dann dürfte der Schaden enorm sein. Er ist in keinem Fall mit der geringfügigen Einsparung, die durch Fortfall des Ventils in der industriellen Fertigung erzielt wird, in Einklang zu bringen. In Anbetracht der aufgezeigten Tatsachen dürfte es ratsam sein, speziell in Fernsehgeräten nur Elektrolytkondensatoren mit Ventil einzusetzen. Das bedingt schon die verhältnismäßig hohe Umgebungstemperatur, der ein Kondensator in diesen Geräten ausgesetzt ist. Ebenso muß in jedem Falle eine zusätzliche Erwärmung, die durch einen Defekt (Feinschluß) verursacht werden kann, mit in Rechnung gesetzt werden.

Die Explosion des NV-Elektrolytkondensators C_{506} (250 μF, 30/35 V) wurde durch einen Anoden-Katodenschluß im Pentodensystem der PCL 82 hervorgerufen. Durch diesen Schluß gelangte die volle Anodenspannung in Höhe von etwa 205 V an die Belege des Elektrolytkondensators. Dieser ist mit 30 ··· 35 V mit genügender Sicherheit für die Katodenspannung des Pentodensystems der PCL 82, die 10 ··· 15 V beträgt, dimensioniert.

H. Müller

Fehler im Bildkippteil eines TV-Empfängers „Start"

Bei einem TV-Empfänger „Start" überlappte sich die obere und untere Hälfte des Bildes. Außerdem war das Bild zusammengeschrumpft, die Bildamplitude also zu gering.

Ein Drehen am Bildfrequenz- und Linearitätsregler brachte keine Änderung. Das Auswechseln der Röhren ECC 82 ($Rö_{501}$) und PL 84 ($Rö_{502}$) hatte ebenfalls keinen Erfolg.

Die Spannungen an der Röhre PL 84 entsprachen ungefähr den in der Schaltunterlage angegebenen Werten. An der Anode der ECC 82 (Kontakt 1) wurde nur eine Spannung von etwa 50 V gegenüber der normalen Spannung von etwa 70 ··· 80 V gemessen.

Die aufgenommenen Oszillogramme $B_7 \cdots B_{10}$ zeigten keine Formverfälschung, jedoch eine erhöhte Impulsfrequenz und eine niedrige Spitzenspannung.

Als Fehler wurde schließlich ein Feinschluß des Kondensators C_{504} (0,1 μF) festgestellt.

Besitzt dieser Kondensator einen vollen Schluß, so erscheint auf dem Bildschirm nur ein horizontaler Strich. *Rolf-Peter Wegner*

1. Kenndaten sowjetischer Bauelemente

Bezeichnungssystem für elektrotechnische Eisenkernmaterialien

Von der sowjetischen Industrie werden niedrig- und hochlegierte Bleche in Stärken von 0,1 ··· 1 mm hergestellt. Die Kennzeichnung erfolgt nach einem einheitlichen System. Der stets als erstes Symbol benutzte Buchstabe Э kennzeichnet elektrotechnisches Eisen. Dann folgt eine zwei- oder dreistellige Zifferngruppe. Die erste Ziffer gibt den Siliziumgehalt an. Es bedeutet:

1 = schwachlegiert
2 = mittellegiert
3 = erhöhter Siliziumgehalt gegenüber 2
4 = hochlegiert

Die zweite Ziffer gibt Einsatzfrequenz und Verlust an.

Es bedeuten:

1, 2 und 3 = abnehmender Wattverlust bei Einsatzfrequenz von 50 Hz
4 = Einsatzfrequenz 400 Hz

Stehen an zweiter Stelle die Ziffern 5 ··· 8, so handelt es sich um Bleche für NF-Übertrager o. ä.

Steht an dritter Stelle eine 0, so handelt es sich um Bleche mit Walztextur.

Von der sowjetischen Industrie werden z. Z. folgende Eisensorten für die Elektrotechnik hergestellt:

Э11, Э12, Э21, Э31, Э41, Э42, Э44, Э45, Э46, Э47, Э48, Э310, Э320, Э330.

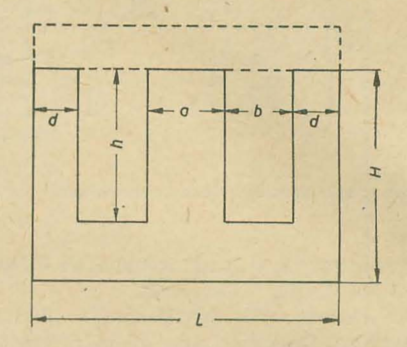


Bild 1: Abmessungen der sowjetischen E/I-Kerne

Technische Daten von Ferritkernen mit rechteckiger Hysteresisschleife

Ferritart	BT-1	BT-2	BT-4	BT-5	K-28
Kerndurchmesser innen in mm	1,31	2,0	1,31	2,0	1,31
Kerndurchmesser außen in mm	2,03	3,1	2,03	3,1	2,03
Zulässige Induktion in Wb/m² · 10⁻⁴	2300	2550	2500	2200	2600
Koerzitivkraft in A/m · 10³	1,25	0,8	2,0	0,15	1,5
Rechteckigkeitskoeffizient α_1	0,92	0,95	0,93	0,95	0,93
Rechteckigkeitskoeffizient α_2	0,95	0,96	0,96	0,92	0,96

Technische Daten sowjetischer Silber-Zink-Akkumulatoren

Typ	Spannung in V	Kapazität in Ah	Normaler Ladestrom in A	Entladestrom während 5 min in A	Abmessungen in mm	Gewicht in kp
СЦ-05	1,5	0,5	0,5	7	12 · 24 · 37	0,019
СЦ-5	1,5	5	5	70	32 · 45 · 63	0,165
СЦ-11	1,5	12	10	120	21 · 41 · 100	0,190
СЦ-25	1,5	25	25	300	47 · 47 · 106	0,470
СЦ-45	1,5	45	50	700	47 · 51 · 140	0,790
СЦ-95	1,5	95	100	1200	71 · 55 · 212	1,820
СЦ-100	1,5	100	100	1200	50 · 105 · 140	1,950
5СЦ-5	7,5	5	5	70	50 · 94 · 112	1,350

Parameter elektronenoptischer Impulsbildwandler

Typ	ПИМ-3	ПИМ-4
Zeitauflösung in s	10^{-8}	10^{-9}
Geometrische Auflösung in Bildfeldmitte	70 Zeilen/mm	70 Zeilen/mm
Betriebsspannung in kV	18	18
Katodendurchmesser in mm	15	15
Schirmdurchmesser (ausnutzb.) in mm	65	135
maximale Bildabmessungen in mm	20×20	40×40
Elektronenoptische Vergrößerung	2:1	4:1
Katodenmaterial	Cs-Oxyd oder Cs-Sb	Cs-Oxyd oder Cs-Sb
Leuchtfarbe des Fluoreszenzschirms	für beide Typen blauviolett oder gelbgrün	

Tabelle 1: Kennwerte der Kernreihe Ш

Blechtyp	Maße					Grenzwerte		Gewicht des Kerns
	a in cm	b in cm	h in cm	Q_o in cm²	l_m in cm	$Q_k \cdot Q_o$ in cm⁴	$Q_k \cdot l_m$ in cm³	für c = a in kp
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	5,57	0,75 — 1,5	5,6 — 11,2	0,043
Ш-10	1	0,65	1,8	1,17	6,47	1,2 — 2,4	6,5 — 13	0,05
Ш-11	1,1	1,15	3,4	3,9	10	4,7 — 9,4	12 — 24	0,095
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	5,7	1,56 — 3,12	8 — 6	0,075
Ш-12	1,2	1,2	2,6	3,12	9,5	4,5 — 9,0	13,5 — 26	0,1
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	14,7	11 — 22	21 — 42	0,145
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	7,8	2,9 — 5,8	15 — 30	0,118
Ш-14	1,4	0,9	2,5	2,25	9,0	4,3 — 8,6	18 — 36	0,148
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	10	8,2 — 16,4	22,5 — 45	0,18
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	8,9	4,9 — 9,8	23 — 46	0,17
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	10	7,9 — 15,8	32,5 — 65	0,248
Ш-19	1,9	1,7	4,6	7,82	15,6	28 — 56	56 — 112	0,42
Ш-20	2,0	1,8	5,6	10,1	17,9	40 — 80	71 — 142	0,71
Ш-21	2,1	1,9	3,8	7,22	14,7	32 — 64	65 — 130	0,472
Ш-22	2,2	1,4	3,9	5,46	14,06	26 — 52	68 — 136	0,51
Ш-24	2,4	1,2	3,6	4,32	13,4	25 — 50	77 — 154	0,596
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3	21,76	114 — 228	136 — 272	0,96
Ш-26	2,6	1,7	4,7	7,99	16,9	54 — 108	114 — 228	0,87
Ш-28	2,8	2,35	5	11,8	19,1	92,5 — 185	150 — 300	1,11
Ш-30	3	2,7	5,4	14,6	20,9	131 — 262	190 — 380	1,36
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	26,6	265 — 530	270 — 540	1,94
Ш-35	3,5	2,2	6,15	13,5	22,2	165 — 330	270 — 540	2,14
Ш-40	4	3	7	21	26,3	336 — 672	420 — 840	3,12

Gebräuchliche Kerngrößen für NF- und Netzübertrager

Neben einem L-Kerntyp wird fast ausschließlich der E/I-Kern in abfalloser Form und in verbreiterter Form verwendet. Da bei Gerätebeschreibungen oder Bauanleitungen meist nur der Typ angegeben wird, soll hier eine Tabelle der sowjetischen Normgrößen für die Typen Ш und УШ gegeben werden. Bild 1 zeigt die Bezeichnungen für die geometrischen Größen. Im einzelnen bedeuten:

a = Stegbreite
b = Fensterbreite
c = Paketstärke des geschichteten Kerns
d = Schenkelbreite
h = Fensterhöhe
l_m = mittlere Kraftlinienlänge
L = Länge des Bleches
H = Höhe des Bleches
l_w = Windungslänge
Q_o = Fensterquerschnitt $Q_o = b \cdot h$
Q_k = Kernquerschnitt $Q_k = a \cdot c$

Tabelle 1 zeigt die technischen Daten der Kernblechreihe Ш, während in Tabelle 2 die Angaben über die Reihe УШ zu finden sind. Mit den hier angegebenen Werten kann, falls erforderlich, ein Ersatztyp aus der DIN-Reihe mit möglichst ähnlichen Werten gefunden werden.

Tabelle 2: Kennwerte der Kernreihe УШ

Blechtyp	Abmessungen des Eisenkerns	a in mm	d in mm	b in mm	h in mm	Q_o in cm²	L in mm	c in mm	H in mm	Q_k in cm²	l_m in cm	l_w in cm
УШ-10	УШ 10×10	10	6,5	6,5	18	1,17	36	10	31	0,9	5,66	5,85
	УШ 10×15	10	6,5	6,5	18	1,17	36	15	31	1,35	5,66	6,85
	УШ 10×20	10	6,5	6,5	18	1,17	36	20	31	1,8	5,66	7,85
УШ-12	УШ 12×12	12	8	8	22	1,76	44	12	38	1,3	6,74	7
	УШ 12×18	12	8	8	22	1,76	44	18	38	1,95	6,74	8,2
	УШ 12×24	12	8	8	22	1,76	44	24	38	2,6	6,74	9,4
УШ-14	УШ 14×14	14	9	9	25	2,25	50	14	43	1,76	7,92	8,24
	УШ 14×21	14	9	9	25	2,25	50	21	43	2,64	7,92	9,64
	УШ 14×28	14	9	9	25	2,25	50	28	43	3,52	7,92	11
УШ-16	УШ 16×16	16	10	10	28	2,8	56	16	48	2,3	9,03	9,28
	УШ 16×24	16	10	10	28	2,8	56	24	48	3,45	9,03	10,9
	УШ 16×32	16	10	10	28	2,8	56	32	48	4,6	9,03	12,5
УШ-19	УШ 19×19	19	12	12	33,5	4,2	67	19	57,5	3,26	10,6	11
	УШ 19×28	19	12	12	33,5	4,2	67	28	57,5	4,79	10,6	12,8
	УШ 19×38	19	12	12	33,5	4,2	67	38	57,5	6,52	10,6	14,8
УШ-22	УШ 22×22	22	14	14	39	5,46	78	22	67	4,36	12,4	13
	УШ 22×33	22	14	14	39	5,46	78	33	67	6,54	12,4	15,2
	УШ 22×44	22	14	14	39	5,46	78	44	67	8,72	12,4	17,4
УШ-26	УШ 26×26	26	17	17	47	7,99	94	26	81	6,08	14,7	15,4
	УШ 26×39	26	17	17	47	7,99	94	39	81	9,12	14,7	18
	УШ 26×52	26	17	17	47	7,99	94	52	81	12,16	14,7	20,6
УШ-30	УШ 30×30	30	19	19	53	10,1	106	30	91	8,1	16,9	17,6
	УШ 30×45	30	19	19	53	10,1	106	45	91	12,15	16,9	20,6
	УШ 30×60	30	19	19	53	10,1	106	60	91	16,2	16,9	23,6
УШ-35	УШ 35×35	35	22	22	61,5	13,5	123	35	105,5	11	19,8	20,4
	УШ 35×52	35	22	22	61,5	13,5	123	52	105,5	16,4	19,8	23,8
	УШ 35×70	35	22	22	61,5	13,5	123	70	105,5	22	19,8	27,4
УШ-40	УШ 40×40	40	26	26	72	18,7	144	40	124	14,4	26,4	22,4
	УШ 40×60	40	26	26	72	18,7	144	60	124	21,6	26,4	26,2
	УШ 40×80	40	26	26	72	18,7	144	80	124	28,8	26,4	31,5

Tabelle 3: Technische Daten sowjetischer Fotowiderstände

Typ	Lichtempfindliche Fläche in cm²	Dunkelwiderstand in Ω	Spezifische Empfindlichkeit in µA/lm · W	Arbeitstemperaturbereich in °C		Maximale Betriebsspannung in V	Mittlerer Temperaturkoeffizient des Fotostroms im Temperaturintervall von 0 ··· +40 °C in %/°C	Spektralempfindlichkeit in µm	
				niedrigste Arbeitstemperatur	höchste Arbeitstemperatur			Maximum der Empfindlichkeit bei Wellenlänge	Langwellige Grenze der Empfindlichkeit bei Wellenlänge
ФС-А0	0,24	$4 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^5$	500	—60	+60	15	—1,5	2,1	2,7
ФС-А1	0,24	$4 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^5$	500	—60	+60	15	—1,5	2,1	2,7
ФС-А4	0,24	$4 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^5$	500	—60	+60	15	—1,5	2,1	2,7
ФС-А6	1,15	$5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^6$	500	—60	+60	30	—1,5	2,1	2,7
ФС-АГ	0,24	$4 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^6$	500	—60	+60	15	—1,5	2,1	2,7
ФС-АВ	0,96	$0,5 \cdot 10^4 - 5 \cdot 10^6$	500			100	—1,5	2,1	2,7
ФС-К1	0,25	$3,3 \cdot 10^6$	6000	—60	+80	400	—0,2	0,64	0,9
ФС-К0	0,25	$3,3 \cdot 10^6$	1200	—60	+80	300	—0,12	0,52	0,9
ФС-К2	0,25	$3,3 \cdot 10^6$	1200	—60	+80	300	—0,12	0,52	0,9
ФС-К3	0,25	$3,3 \cdot 10^6$	1200	—60	+80	300	—0,12	0,52	0,9
ФС-К4	0,24	$2 \cdot 10^6$	6000	—60	+80	300	—0,2	0,64	0,9
ФС-К5	0,07	$1 \cdot 10^7$	3000	—60	+80	300	—0,2	0,64	0,9
ФС-К6	1,15	$3,3 \cdot 10^6$	3000	—60	+80	300	—0,2	0,64	0,9
ФС-К7	2,0	$5 \cdot 10^4$	3500	—60	+80	100	—0,2	0,64	0,9
ФС-К8	0,15	$1 \cdot 10^7$	1600	—60	+80	300	—0,2	0,64	0,9
ФС-КГ	0,25	$3,3 \cdot 10^6$	6000	—60	+80	—	—0,2	0,64	0,9
ФС-КГ	0,5	$1,6 \cdot 10^6$	6000	—60	+80	200	—0,2	0,64	0,9
ФС-Д1	0,25	$2 \cdot 10^7$	20000	—60	+40	200	—2,0	0,75	1,2
ФС-Д0	0,25	$2 \cdot 10^7$	20000	—60	+40	200	—2,0	0,75	1,2
ФС-Д6	1,15	$2 \cdot 10^7$	20000	—60	+40	200	—2,0	0,75	1,2
ФС-2А	0,09	$0,3 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^7$		—60	+40	17,5		0,7	3,5
ФС-3А	0,52	$2 \cdot 10^6$		—60	+40	10		0,7	3,5

2. Ferrite und Ferritantennen

In der Sowjetunion stehen schon seit einigen Jahren moderne Ferritmaterialien für den Frequenzbereich 0 ··· 100 MHz zur Verfügung. Die Bezeichnung lautet entweder F oder Oxyfer; die danach folgende Ziffer ist die Anfangspermeabilität des jeweiligen Ferrits.

Tabelle 1 gibt die wichtigsten Parameter der sowjetischen Ferrite wieder.

Die Dielektrizitätskonstante der Ferrite ist bei niedrigen Frequenzen groß (Ni-Zn-Ferrite > 1000, Mn-Ferrit 10000). In der Nähe der Grenzfrequenz nimmt die Dielektrizitätskonstante bis auf 10 ··· 20 ab.
Für die Anwendung des Ferrits zum Aufbau einer magnetischen Antenne interessiert die effektive Permeabilität einer gegebenen geometrischen Struktur. Der Entmagnetisierungsfaktor läßt sich magnetostatisch nur für Ellipsoide berechnen. Eine empirische Gleichung gestattet näherungsweise die Ermittlung von μ_e

$$\mu_e = \frac{\mu_o}{1 + 0{,}84 \left(\frac{d}{l}\right)^{1,7} \cdot (\mu_o - 1)}$$

und gilt für zylindrische Ferritstäbe.
d ist hierbei der Durchmesser und l die Länge in mm.
Tabelle 2 gibt errechnete Werte der effektiven Permeabilität als Funktion von l/d mit μ_o als Parameter wieder.
Für Ferritantennen des Langwellenbereiches wird allgemein Φ-600 oder Φ-1000, im Mittelwellenbereich Φ-400 oder Φ-600, im KW-Gebiet Φ-100 und schließlich im UKW-Bereich Φ-20 benutzt.
Die Querschnittsform des Antennenstabes ist beliebig, bei höheren Frequenzen (KW und UKW) empfiehlt sich der Hohlzylinder. Bild 1 zeigt verschiedene Querschnitte mit den Umrechnungsfaktoren. Eine einlagige Luftspule mit den Abmessungen des Bildes 2 hat die Induktivität $L_o = w^2 \cdot d_k \cdot \Phi \cdot 10^{-9}$ in H. w ist hierbei die Windungszahl. Φ ist als Hilfsgröße in den Grenzen von

$$0{,}25 < \frac{a}{d_k} < 1{,}3$$

mit

$$\Phi = 1 + 6 \cdot \frac{d_k}{a}$$

festgelegt.
Bringt man den Ferritstab in diese Spule ein, so wird $L_{eff} = \mu_k \cdot L_o$. Für die meisten praktischen Fälle liegt μ_k bei 5 ··· 12. Die größte Induktivität L_{eff} ergibt sich bei x = o und a ≪ 1. Für Lang- und Mittelwellen-Ferritantennen wickelt man die Spule eng einlagig, für KW- und UKW-Antennen mit verteilter Wicklung; Abstand von Windung zu Windung gleich Drahtdurchmesser.
Die größte Güte ergibt sich bei $d_k/d = 1{,}3$.
Die effektive Höhe der Ferritantenne errechnet sich nach

$$h_{eff} = \frac{2\pi \cdot wq}{\lambda} \cdot \mu_e\,,$$

wobei q der Kernquerschnitt und λ die Arbeitswellenlänge ist. Schaltet man die Ferritantenne — wie es allgemein üblich ist — als L des Eingangsschwingkreises an das Gitter einer Röhrenstufe (oder an die Basis einer hochohmigen Transistoreingangsstufe), so wird die durch das Feld in der Spule induzierte Spannung um Q mal größer am Gitter wirksam (Q = Spulengüte). Die korrigierte effektive Höhe der Ferritantenne wird dann $h'_{eff} = h_{eff} \cdot Q$. Die Eingangsspannung am Gitter der ersten Röhre wird damit schließlich $U_{ein} = E \cdot h'_{eff} = EQ\,h_{eff}$ (E = Feldstärke).

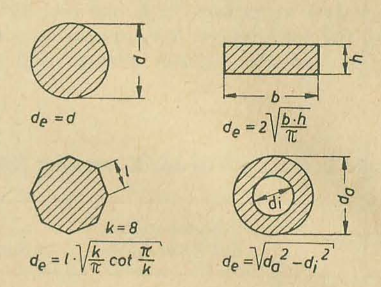


Bild 1: Äquivalente Durchmesser verschiedener Ferritquerschnitte

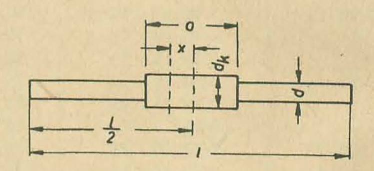


Bild 2: Abmessungen von Stab und Spule

Tabelle 1

Parameter	Bezeichnung des Ferrits						
	Φ-20	Φ-100	Φ-400	Φ-600	Oxyfer 1000	Oxyfer 2000	Oxyfer 3000
Anfangspermeabilität μ_o	20··· 25	100	400	600	800··· 1200	1800··· 2400	2600··· 3500
Maximalpermeabilität μ_{max}	80··· 100	150··· 200	—	3000	3000··· 3500	6000··· 7000	5000··· 6000
Sättigungsinduktion B_s in $Wb/m^2 \cdot 10^{-4}$	2200··· 2400	2700	—	2700··· 2900	2900	2300	3200
Temperaturkoeffizient $Tk_\mu \cdot 10^{-6}$	+330	+1300	+700	+3400	+8300	+8000	+3150
Grenzfrequenz fg in MHz	80	15	7	4	2	0,7	0,9

(Tk_μ gilt im Bereich +20···+60 °C, als Prüfkörper für alle Messungen wurden Ringe benutzt

Tabelle 2

l/d	μ_e für Kerne mit der Anfangspermeabilität			
	$\mu_o = 5$	$\mu_o = 10$	$\mu_o = 100$	$\mu_o \geqq 200$
1	2,25	3,0	3,2	3,5
2	3,3	4,6	6,5	8
3	3,85	6,0	10	12
4	4,2	6,7	15	18
5	4,35	7,2	20	24
6	4,5	7,8	25	31
8	4,7	8,3	34	37
10	4,8	9,1	41	>63
15	4,85	9,4	52	>78
20	4,9	9,6	60	>95

Beispiel

Als Beispiel soll ein 2 m langer Vertikaldraht mit einer 200 mm langen Ferritantenne von 15 mm ∅ bei 1 MHz verglichen werden (Ferrit: $\mu_o = 200$; w = 75; $\mu_e = 70$; L = 0,8 mH und Q = 200).

	Vertikaldraht	Ferritantenne
Effektive Höhe in m	2	0,02
Korrigierte effektive Höhe in m	6	4
Güte	3	200
Spannung am Gitter (bei E = 100 µV/m) in µV	600	400

Bild 3 zeigt die korrigierte effektive Höhe und die Anfangspermeabilität von sowjetischen Ferritantennen als Funktion der Frequenz. Man erkennt, daß noch im UKW-Gebiet nennenswerte Ergebnisse erwartet werden können. Es ist somit eine Ferrit-Fernsehempfangsantenne möglich.
Zur Vergrößerung der Wirksamkeit von Ferritantennen kann man die geometrischen Abmessungen vergrößern. Am besten benutzt man ein Bündel aus Einzelstäben. Dabei steigt der die effektive Höhe bestimmende Querschnitt mit $n^{0,42}$ und die Induktivität mit $n^{0,38}$, wenn l/d genügend groß ist.
Eine weitere Methode zur Vergrößerung von h'_{eff} besteht darin, mehrere Ferritstäbe mit je einer Wicklung zu versehen, diese dann in Reihe oder parallel zu schalten und die Stäbe eng nebeneinander anzuordnen. (Abstand

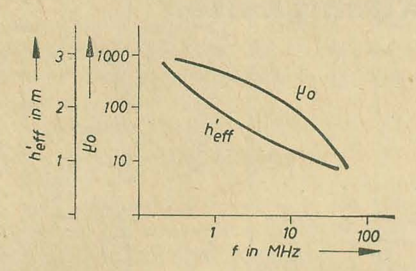


Bild 3: h'_{eff} und μ_0 als Funktion von (f)

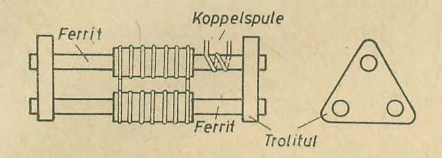


Bild 4: UKW-Ferritantenne

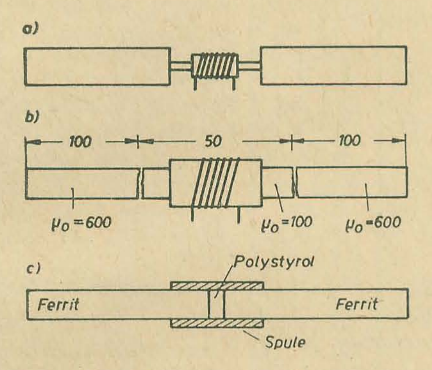


Bild 5: Möglichkeiten der Verbesserung von Ferritantennen

größer als 2 ··· 3 cm). Jede Einzelspule kann dann bei Parallelschaltung $\sqrt{2}$ mal mehr Windungen erhalten als im Falle nur einer Spule. Bild 4 zeigt eine aus drei Einzelstäben bestehende UKW-Ferritantenne mit Koppelwicklung auf dem mittelsten Stabe.

Eine Verbesserung der Ferritantenne ist auch durch Vergrößerung des Einflusses des äußeren Feldes bei möglichst konstantem inneren Feld zu erzielen.

Bild 5 zeigt einige Möglichkeiten. Im Bild 5a erkennt man eine Ferritantenne mit gestuftem Querschnitt. Messungen haben gezeigt, daß die effektive Höhe der Antenne um den Faktor 2,5 ··· 3 größer wird, wenn man den Durchmesser des Stabes je $^1/_3$ der Länge von den Enden her verdoppelt, während das Mittelstück unverändert gelassen wird. Die Induktivität der Antennenspule steigt dabei nur um 20 ··· 30%. Ebenfalls ist nach Bild 5b eine Unterteilung des Ferritstabs in Stücke mit unterschiedlichem μ_0 möglich. Die Verklebung der beiden Endstücke mit $\mu_0 = 600$ mit dem Mittelstück ($\mu_0 = 100$) erfolgt an den Schliffflächen mit Epoxydharz. Bild 5c zeigt eine Verbesserung der Güte durch Einführen eines Luftspaltes (1 ··· 1,5 mm) in der Mitte. Die Güte steigt dabei auf das 1,5fache und man kann 20% mehr Windungen der Spule unterbringen. Kombinationen aller drei Verfahren sind möglich.

Will man eine Ferritantenne für den Fernsehempfang aufbauen, so ergeben sich einige Schwierigkeiten. Die erforderliche Empfangsbandbreite beträgt 4 ··· 6 MHz. Soll dies mit

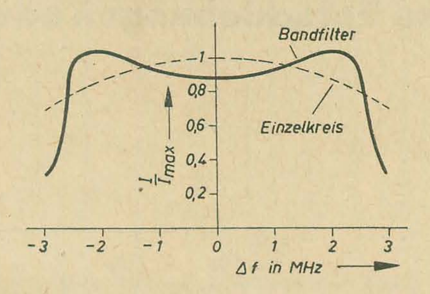


Bild 6: Vergleich der Resonanzkurven von Bandfilter und Einzelkreis

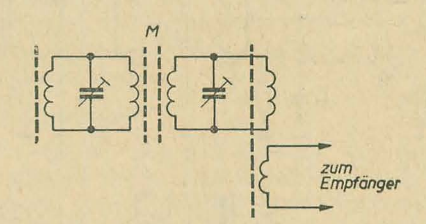


Bild 7: FS-Ferritantenne mit vier Stäben

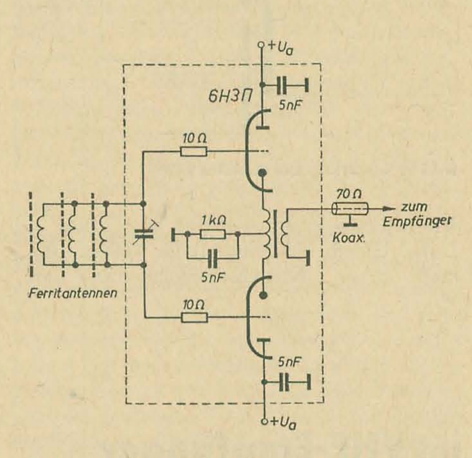


Bild 8: Ferritpeilantenne für die Sputnikfrequenz 40 MHz

einem Einzelkreis erreicht werden, so wird $Q_{max} = 10$. Damit wird auch die korrigierte effektive Höhe klein, was zu geringer Empfangsspannung führt. Benutzt man zwei Ferritantennen und schaltet man sie mit geeigneten Koppelspulen zu einem zweikreisigen Bandfilter zusammen, dann kann man eine Bandbreite von reichlich 4 MHz bei Einzelkreisgüten von 25 erzielen. Die Eingangsspannung steigt im Vergleich zum gedämpften Einzelkreis um den Faktor 2 ··· 2,5 an. Bild 6 zeigt die Resonanzkurven des Einzelkreises und des Bandfilters. Ein Nachteil der FS-Ferritantenne ist deren geringe Bandbreite. Für jeden Kanal muß eine speziell abgestimmte Antenne verwendet werden.

Ein Ausführungsbeispiel benutzt vier Stäbe aus Φ-20 Ferrit von 100 mm Länge und 10 mm Durchmesser. Die Frequenz beträgt 52 MHz. Der Polystyrolspulenkörper hat 40 mm Länge, 10 mm Innendurchmesser und 13 mm Außendurchmesser. Die Spulen besitzen 14 bis 15 Wdg. (0,3 CuL); sie werden von der Mitte aus mit veränderlicher Steigung (progressiv) von 1 ··· 5 mm Windungsabstand nach beiden Seiten des Spulenkörpers gewickelt. Der Abstimmtrimmer hat 2 ··· 7 pF Kapazität. Bild 7 zeigt die elektrische Schaltung. Die Kopplung M wird durch den Abstand der Paare eingestellt. Er liegt bei etwa 4 cm. Die Koppelwicklung hat 5 ··· 6 Wdg.

Die Koppelwicklung muß auf kürzestem Wege direkt mit dem Gitter der Eingangsstufe im Fernsehgerät verbunden werden. Damit ist der Ort der Antenne bestimmt. Will man die Antenne versetzen, dann muß sie mit einem Katodenfolger an ein Koaxialkabel angepaßt werden.

Zur Erzeugung eines Kardioiden-Diagramms, wie es für Peilzwecke (z. B. Fuchsjagden) erforderlich ist, muß man das Achterdiagramm des Ferritstabes mit dem Kreisdiagramm einer kurzen Stabantenne kombinieren. Allerdings muß dabei Amplitude und Phase beider Signalspannungen gleich sein. Als „Stabantenne" kann man den Körper des Bedienenden verwenden. Der Abstand zwischen dem mit Ferritantenne ausgerüsteten und in der Hand gehaltenen Peilempfänger und dem Körper regelt die Amplitude der Hilfsspannung. In der Sowjetunion wurde eine Ferritfuchsjagdantenne für den Frequenzbereich 38 bis 40 MHz entwickelt, die hier als Beispiel beschrieben werden soll. Die Antenne besteht aus zwei Stäben des Materials Φ-20 mit 12 mm Durchmesser und 150 mm Länge. Die Spulen besitzen je 15 ··· 16 Wdg. mit progressiver Steigung (0,3 CuL) auf 35 mm Länge (Polystyrolkörper 15 mm ∅ außen). Die Induktivität der Antennenspulen beträgt 2 μH. Die Antenne soll kapazitiv (5 ··· 6 pF) an das Gitter der HF-Verstärkerröhre (z. B. 1 AD 4 oder DF 998) angekoppelt werden. Der Abstand vom Körper des Bedienenden soll 7 ··· 8 cm betragen.

Zum Abschluß soll noch die Schaltung einer Ferritantenne für Einfallswinkelmessung von Satellitensignalen beschrieben werden. Die meisten sowjetischen Sputniks verwendeten u. a. die Frequenz von 40 MHz. Für diese Frequenz wurde zur Azimutbestimmung eine Ferritantenne nach Bild 8 aufgebaut. Der Ferritstabdurchmesser beträgt 25 mm, die Länge 250 mm. Das Material ist Φ-20, die Spule besitzt 12 Wdg. (1 mm CuL) auf 100 mm Länge verteilt. Auf exakte Symmetrie der Antenne ist zu achten, sonst ergibt sich ein verwaschenes Peilminimum. Der Minimumswinkel bezogen auf magnetisch Nord kann an einer Gradskala abgelesen werden.

Drei Ferritstäbe werden verwendet; die Spulen sind parallelgeschaltet. Zur Symmetrierung werden die Spulenenden mit je einem Gitter des Gegentaktkatodenfolgers verbunden. In den Katodenleitungen liegt ein Symmetrierübertrager, der eine Ferrit-Ringkernwicklung besitzt. Zur Unterdrückung des statischen Antenneneffektes wird die gesamte Schaltung in ein in Richtung der Ferritstäbe geschlitztes Metallgehäuse eingebaut und alle Stromzuführungen werden verdrosselt. Die Antennenanordnung wird mit einer Drehvorrichtung an einem erhöhten Ort aufgebaut und über ein Koaxialkabel mit dem Empfänger verbunden.

Durch mehrere Peilungen kann der Ort oder die Bahn des Satelliten ermittelt werden.

Literatur

[1] W. J. Chomitsch: Ferritempfangsantennen; Gosenergoisdat, Moskau 1960, Massenradiobibliothek Band 370

3. Ein Meßgerät für kleine Verschiebungen oder Rauhigkeiten

Im Kuybischewer Flugtechnischen Institut wurde das elektronische Meßgerät IMP-2 für Toleranzen und Rauhigkeiten im Bereich 0,01 bis 50 μm entwickelt. Das Gerät arbeitet auf der Basis der Luftspaltveränderung eines zweielementigen induktiven Gebers in Differentialschaltung. Die Brückenverstimmung durch Luftspaltänderung wird an einem μA-Meter angezeigt. Die hohe Empfindlichkeit des Gerätes wird durch Speisung des Gebers mit Hochfrequenz, durch Resonanzbetrieb und durch phasenempfindliche Gleichrichtung erreicht. Es sind vier Meßbereiche vorgesehen:

I: 0 ··· 1 μm
II: 0 ··· 5 μm
III: 0 ··· 10 μm
IV: 0 ··· 50 μm

Weitere Daten sind:

Ablesbarkeit im ersten Bereich	0,01 μm
Gesamtverstärkung	10^5
Frequenz des Speisegenerators	2 kHz
Leistungsverbrauch aus dem Wechselstromnetz 50 Hz	50 W
Meßgenauigkeit im größten Bereich	± 0,25 μm
Abmessungen	200 × 200 × 300 mm
Gewicht	5 kp

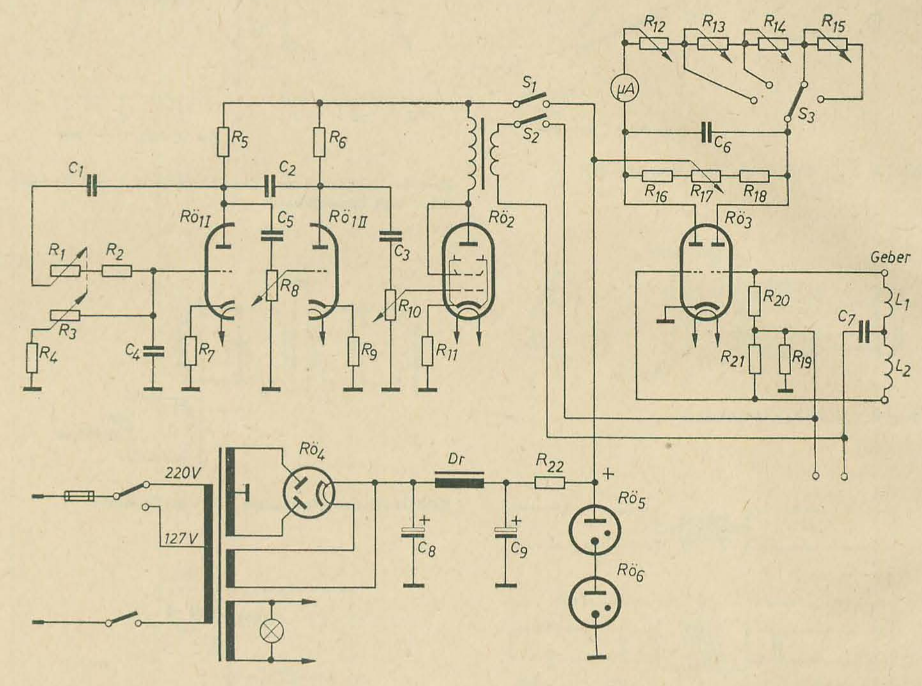


Bild 1: Schaltung des Gerätes IMP-2

Die Schaltung des Gerätes zeigt Bild 1. L_1/L_2 bilden den induktiven Geber. $Rö_1$ stellt einen Wienbrückengenerator dar; $Rö_2$ ist die Leistungsverstärkerstufe; $Rö_3$ bildet den Gleichrichter und Gleichstromverstärker.

Die HF-Verstärkerstufe im VHF-Empfänger

KLAUS K. STRENG

Allgemeines

Nachdem in [1] kurz auf die Problematik der Antennenanpassung und des Rauschens eingegangen wurde, sollen nun praktisch ausgeführte Röhrenschaltungen gegenübergestellt werden.

Die heutigen FM-Hörrundfunk- und Fernsehrundfunkempfänger des VHF-Bereiches verwenden in der ersten Stufe folgende Schaltungen:

Die Gitterbasisstufe,
die Zwischenbasisstufe,
die Kaskodenstufe.[1])

In den genannten Schaltungen werden heute durchweg Trioden bzw. Doppeltrioden der Heptal- oder Novalserie verwendet (EC 92, EC 95, EC 96, ECC 84, ECC 85, ECC 88, sowie die entsprechenden P- bzw. U-Typen und die Doppeltriode PCC 189). Pentoden, wie sie vor etwa 10 Jahren noch zu finden waren, sind heute in der HF-Vorstufe nicht üblich. Sie erfordern zwar weniger Neutralisationsmaßnahmen, verstärken jedoch kaum mehr als steile Trioden und rauschen stärker.

Eine eindeutige Aussage, welche der oben aufgezählten Schaltungen die günstigste ist, kann nicht allgemein gemacht werden. Hier sind vielmehr von Fall zu Fall eine Reihe Faktoren wie Frequenzbereich, Bandbreite, Art der Kanalwahl (Umschaltung oder Durchstimmung) und Aufwand zu berücksichtigen. Im folgenden wird auf die einzelnen Schaltungen näher eingegangen.

Die Gitterbasisstufe

Bei der Gitterbasisstufe wird das Eingangssignal der Katode zugeführt, verstärkt und an der Anode wieder ausgekoppelt. Zwischen Ein- und Ausgang liegt das geerdete Steuergitter (Bild 1). Bedingt durch die relativ geringe Stufenverstärkung und die sehr kleine Katoden-Anodenkapazität ist die Gefahr einer Selbsterregung bei VHF sehr gering. Die Röhre braucht deshalb nicht neutralisiert zu werden. Erst bei höheren Frequenzen (UHF) ist eine Neutralisation erforderlich.

Für die Verstärkung der GB-Stufe gilt:

$$V_u = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_i + R_a} \qquad (1)$$

Die Verstärkung ist ungefähr genauso groß wie in KB-Schaltung. Der Eingangswiderstand ist beträchtlich geringer. Parallel zum elektronischen Eingangswiderstand der Röhre liegt hier ein Eingangswiderstand.

$$R_{e,GB} = \frac{\mu + 1}{R_i + R_a} \qquad (2)$$

Da dieser Widerstand bei VHF meist wesentlich kleiner ist als der elektronische Ein-

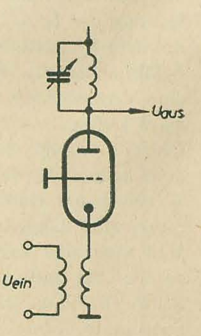


Bild 1: Prinzipschaltung der HF-Gitterbasisstufe

---

1) In jüngster Zeit gewinnt die „Neutrode", eine Katodenbasisstufe mit innerer Neutralisation, vereinzelt an Bedeutung.

gangswiderstand, bestimmt praktisch er allein die Anpassung an die Antenne.
Aus dem niedrigen Eingangswiderstand der Schaltung könnte auf ein schlechtes Signal-Rauschverhältnis geschlossen werden. Wie jedoch gezeigt werden kann [2], ist das Signal-Rauschverhältnis der GB-Stufe das gleiche wie das derselben Röhre in KB-Schaltung (korrekte Anpassung in beiden Fällen vorausgesetzt).
Durch den niederohmigen Eingang wird der Eingangskreis stark gedämpft. Für das Band II ist eine feste Abstimmung des Kreises auf Bandmitte — etwa 94,5 MHz — möglich. Man muß sich jedoch vergegenwärtigen, daß diese wirtschaftliche Lösung kein optimales, gleichbleibendes Signal-Rauschverhältnis über das gesamte Band ergibt. Dieses kann nach der Theorie nur durch eine Abstimmung etwa auf die jeweilige Empfangsfrequenz gewährleistet sein [3].
Die standardisierten Mittelsuper der DDR-Produktion haben einen GB-Eingang mit einem System der Doppeltriode ECC 85 [4]

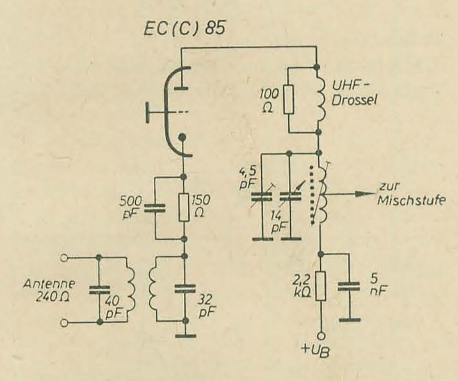


Bild 2: Gitterbasisstufe in den Standard-Mittelsupern der VVB Rundfunk- und Fernsehen

(Bild 2). Auch dem Amateur mit noch ungenügenden VHF-Erfahrungen kann zu dieser Schaltung geraten werden, da sie einfach und unkompliziert arbeitet (keine Neutralisation). Bei Anschluß einer unsymmetrischen Energieleitung kann der Eingangsübertrager einfach gehalten werden (Autotrafo). Besonders geeignet für GB-Schaltungen ist die Röhre ECC 91 (6J6), beide Systeme parallel geschaltet.
Bild 3 zeigt Werte für eine Stufe für das Band II mit der EC 92.
Der Wert der GB-Stufe im Fernsehempfänger ist umstritten. Ihre Vorteile gegenüber der Kaskodestufe sind: einfacher Aufbau,

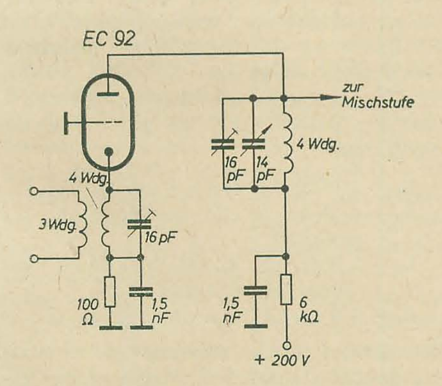


Bild 3: Gitterbasisschaltung für Band II mit der Röhre EC 92

Möglichkeit der durchstimmbaren Abstimmung, einfacher Abgleich des Tuners im Prüffeld. Gegenüber der Kaskodestufe, wie sie in Fernsehempfängern der höheren Preisklasse durchweg zu finden ist, weist die GB-Stufe eine geringere Verstärkung und ein etwas schlechteres Signal-Rauschverhältnis auf. Der Unterschied ist gering, so daß er nur in Randgebieten der Versorgungszone eines Fernsehsenders eventuell ins Gewicht fällt.

Die Zwischenbasisstufe

Die Zwischenbasisstufe [5] nimmt eine Zwischenstellung zwischen Katodenbasis- und Gitterbasisstufe ein. Bei ihr liegt der Massepunkt des Eingangskreises weder am Gitter noch an der Katode, sondern an einer induktiven oder kapazitiven Anzapfung des Kreises (Bild 4). Hieraus ergeben sich einige bemerkenswerte Eigenschaften, die zu einer weiten Verbreitung der Schaltung führten.
Der durch den Teil Masse-Katode des Kreises fließende Katodenwechselstrom führt zu einer Stromgegenkopplung. Dagegen be-

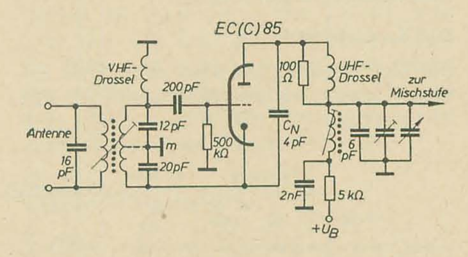


Bild 4: Zwischenbasisstufe im Großsuper „Rossini“

wirkt die Röhrenkapazität c_{ga} eine Mitkopplung. Diese Mitkopplung muß, ebenso wie bei der KB-Schaltung, neutralisiert werden. (In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß bei einer bestimmten Anzapfung des Eingangskreises durch die Röhrenkapazitäten c_{ga} und c_{ak} eine Selbstneutralisation erfolgt.) Die erforderliche Neutralisation bewirkt eine kleine Kapazität zwischen Anode und Katode der Röhre (C_N im Bild 4). Im allgemeinen ist die Einstellung des Neutralisationskondensators nicht kritisch. Für überschlägige Berechnungen wählt man

$$\frac{c_{ga}}{c_{ak} + C_N} = \frac{x}{1 - x} \quad (3)$$

bzw.

$$C_N = c_{ga} \frac{1 - x}{x} - c_{ak} \quad (3a)$$

Hierin kennzeichnet x die Anzapfung des Eingangskreises, d. h. es ist $x = U_{mk}/U_{gk}$.
Bei richtiger Wahl des Anzapfungsverhältnisses x fallen Leistungs- und Rauschanpassung zusammen. Dadurch ergibt sich nicht nur eine sehr empfindliche Schaltung, sondern, da der übersetzte Antennenwiderstand, der Wellenwiderstand der Energieleitung und der Eingangswiderstand der Stufe den völlig gleichen Wert aufweisen können, vermeidet man Reflexionen am Empfängereingang. Dies kann besonders bei Fernsehempfängern von Bedeutung sein.
Die Bandbreite der ZB-Schaltung ist groß. Man erreicht mit ihr über das gesamte Band II ziemlich konstante Rausch- und Verstärkungseigenschaften. Der Eingangswiderstand der Stufe liegt zwischen denen von KB- und

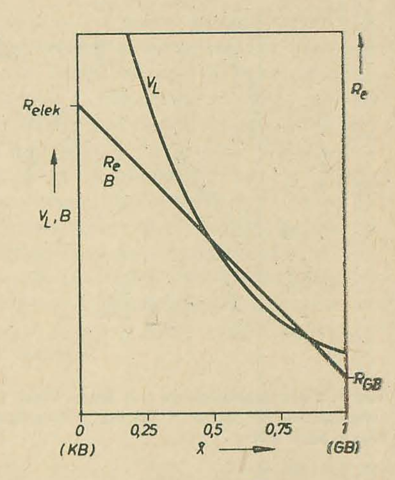


Bild 5: Prinzipieller Verlauf des Eingangswiderstandes R_e, der Leistungsverstärkung V_L und der Bandbreite B der Zwischenbasisstufe in Abhängigkeit des Anzapfungsverhältnisses x

GB-Schaltung, er errechnet sich näherungsweise

$$R_{e,ZB} = (R_{elek} - R_{GB})(1 - x) + R_{GB} \quad (4)$$

Hierin ist R_{elek} der elektronische Eingangswiderstand der betreffenden Röhre, der allein bei Katodenbasisschaltung wirksam ist, R_{GB} der Eingangswiderstand der gleichen Röhre in Gitterbasisschaltung und x schließlich der Anzapfungsfaktor des Eingangskreises.
Aus den Daten der Schaltungen läßt sich der Eingangswiderstand der ZB-Stufe berechnen mit

$$R_{e,ZB} = \frac{R_i + R_a}{x(\mu + 1)} \,\Big\|\, R_{elek} \quad (5)$$

Die Spannungsverstärkung der Stufe ist

$$V = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{\mu + x}{\mu} \quad (6)$$

Beim Einsetzen der Grenzwerte 0 und 1 für x in die Gleichungen (5) und (6) erhält man die bekannten Gleichungen für KB- bzw. GB-Stufen [6].
In der Praxis wählt man x zu etwa 0,15 bis 0,25 für bestes Signal-Rauschverhältnis. Niedrigere x-Werte ergeben höhere Leistungsverstärkung, jedoch geringere Bandbreite. Außerdem wird die Neutralisation um so kritischer, je kleiner x gewählt wird. Höhere Werte für x ergeben umgekehrt größere Bandbreiten und geringere Leistungsverstärkungen.
Wegen der großen Bedeutung der Zwischenbasisstufe sind in den Bildern 6 und 7 zwei praktische Dimensionierungsbeispiele gegeben.
Bild 6 zeigt eine Schaltung mit kapazitiver Kreisanzapfung. Dadurch ergibt sich eine besonders bequeme Einstellung der Rauschanpassung (einstellbar am Trimmer C_1). Das Verhältnis x wird näherungsweise durch die Gleichung

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (7)$$

bestimmt. Die Ungenauigkeit der Gleichung rührt von den Röhren- und Schaltkapazitäten her, die sich zu C_1 bzw. C_2 summieren. Bei Wahl großer Kapazitätswerte wird der Fehler entsprechend klein, doch sinkt auch der Resonanzwiderstand des Kreises durch das schlechte L/C-Verhältnis. Die Drossel Dr_2 verhindert das Erregen wilder Schwingungen im UHF-Bereich. Nach höheren Frequenzen

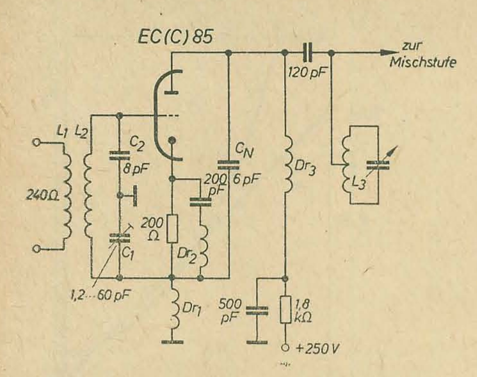


Bild 6: Zwischenbasisstufe mit kapazitiver Spannungsteilung für Band II mit der Röhre ECC 85, Werte nach Valvo

nimmt der induktive Blindwiderstand der Drossel zu und wird schließlich groß gegenüber dem Katodenwiderstand. Es tritt dann eine Stromgegenkopplung auf, die die Verstärkung und dadurch die Gefahr einer Selbsterregung herabsetzt.

Folgende Daten gibt Valvo [7] für die Stufe nach Bild 6 an:

L_1 — 3 Wdg 0,25 CuSS symmetrisch zwischen die Windungen von L_2 gewikkelt, Spulenkörper 7 mm ∅

L_2 — 5 Wdg 1 mm Cu versilbert, Steigung 2 mm, auf gleichem Spulenkörper wie L_1

L_3 — 3,5 Wdg 1 mm Cu, Steigung 4 mm, Spulenkörper 7 mm ∅

Die gesamte Kreiskapazität des Anodenkreises soll 45 ··· 33 pF betragen.

Die Drosseln Dr_1 und Dr_3 sind auf Hartpapierrohr mit 6 mm ∅ gewickelt, die Windungszahlen betragen je 30 Wdg./0,25 CuSS, Dr_2: etwa 3 ··· 6 Wdg./0,25 CuSS (Spulendurchmesser etwa 3 mm).

Der überstrichene Frequenzbereich beträgt 86 ··· 100 MHz. Der Anodenkreis ist bei etwa 25% angezapft, wodurch die Stufenverstärkung zwar geringer wird, die Stabilität dagegen steigt.

Bild 7 zeigt eine ZB-Schaltung nach Telefunken [8], bei der die Anzapfung des Eingangskreises induktiv erfolgt. Folgende Werte ergeben sich für das Band II:

L_1 — 3 Wdg. 0,3 CuSS, zwischen die Windungen von L_2 gewickelt, Spulenkörper etwa 7 mm, UKW-Ferriteisen

L_2 — gleiche Daten wie L_1

L_3 — 3 Wdg. 0,8 Cu versilbert, Spulenkörper etwa 7 mm, UKW-Ferritkern

Die Schaltung nach Bild 7 hat eine höhere

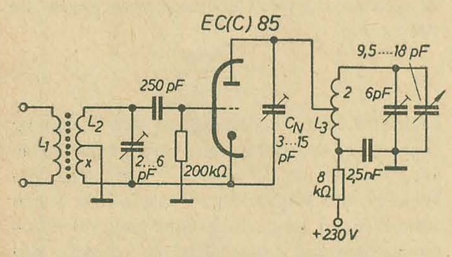


Bild 7: Zwischenbasisstufe mit induktiver Spannungsteilung für Band II mit der Röhre ECC 85 nach Telefunken (x = 0,2)

Verstärkung als die im Bild 6, ist aber auch kritischer im Aufbau.

In Industrieempfängern unserer Produktion finden wir die ZB-Stufe im UKW-Teil des Großsupers „Rossini" vom VEB (K) Goldpfeil Rundfunkgerätewerk [9], im Rema 1800 FA sowie in verschiedenen älteren Mittelsupern. Man sieht aus diesen Angaben, daß die ZB-Stufe eine Standardschaltung geworden ist. Auch das bekannte UKW-Eingangsaggregat U 4 der Firma Gustav Neumann arbeitet mit ZB-Schaltung. Stets wird die hierfür besonders geeignete Doppeltriode ECC 85 (bzw. UCC 85) — ein System — verwendet. Auch in der sowjetischen Industrie ist die ZB-Stufe weit verbreitet. Man findet dort die der ECC 85 ähnliche Röhre 6 H 3 П in einer ähnlichen Standardschaltung.

Im Fernsehempfänger benutzt man die ZB-Schaltung nicht. Der Grund liegt darin, daß es schwierig ist, eine stabile ZB-Stufe für die Bänder I und III mit umschaltbaren Kanalstreifen aufzubauen. Hier hat sich, bis auf die bereits erwähnte GB-Stufe in Geräten der unteren und mittleren Preisklasse, die Kaskodeschaltung durchgesetzt.

Die Kaskodestufe

Die Kaskodestufe (Bild 8) — nach ihrem Erfinder auch „Wallman-Schaltung" genannt

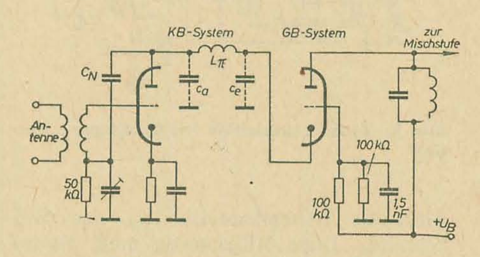


Bild 8: Prinzipschaltung der Kaskodestufe als VHF-Verstärker

[10] — besteht aus der Hintereinanderschaltung einer KB- und einer GB-Stufe. Beide Stufen können galvanisch oder kapazitiv gekoppelt sein. Diese Kombination von zwei Röhrensystemen (zweckmäßigerweise in einer Doppeltriode vereint) weist folgende Vorteile auf:

Hoher Eingangswiderstand, dadurch die Möglichkeit einer hohen Antennentransformation;

geringe Spannungsverstärkung des KB-Systems, dadurch einfache und unkritische Neutralisation;

geringes Rauschen (die GB-Stufe trägt wegen der großen Leistungsverstärkung des KB-Systems wenig zum Rauschen bei);

hohe Gesamtverstärkung.

Als besonders geeignet für die Kaskodeschaltung wurden die Doppeltrioden ECC 84, ECC 88 usw. entwickelt, bzw. ihre Allstromausführungen, jedoch sind auch die ECC 81, ECC 85 usw. verwendbar. In diesem Zusammenhang wird vor der Ansicht vereinzelter Amateure gewarnt, die von einem Austausch der ECC 84 gegen die ECC 88 Wunder erwarten. Der Gewinn an Grenzempfindlichkeit beträgt günstigstenfalls 3 dB, jedoch sind für das Erreichen dieses Wertes präzise Meßgeräte Voraussetzung.

Das Eingangssystem (KB-Stufe) arbeitet mit einem niederohmigen Außenwiderstand, der durch den Eingangswiderstand der nachfolgenden GB-Stufe gebildet wird. Dadurch nähert sich seine Verstärkung dem Wert 1. Um die Verstärkung zu erhöhen, findet man oft eine Anpassung zwischen KB- und GB-System in Form eines π-Gliedes. Außerdem ist für das KB-System eine — übrigens unkritische — Neutralisation zu empfehlen. Hierzu befindet sich zwischen Anode des KB-Systems und Fußpunkt des Eingangskreises eine kleine Kapazität C_N, die oft als Trimmer ausgebildet ist. Die Gesamtverstärkung der Kaskode ist nach [11]

$$v_{kas} = \frac{\mu_1 \cdot R_a}{R_{i,1} + \dfrac{R_{i,1} + R_a}{\mu_2 + 1}} \qquad (8)$$

(Index 1 gilt für das KB-System, der Index 2 für das GB-System).

Bei gleichem Arbeitspunkt beider Systeme kann man für VHF-Kaskoden die Verstärkung mit guter Näherung durch

$$v_{kas} = S \cdot R_a = \mu \frac{R_a}{R_i} \qquad (9)$$

bestimmen.

Die Kaskodestufe im Fernsehgerät wird geregelt, d. h. die Gittervorspannung ihres KB-

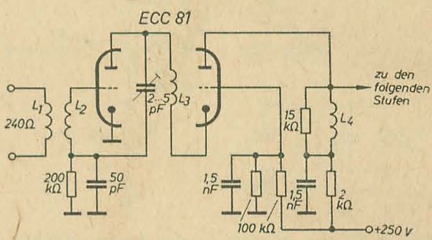


Bild 9: Kaskodestufe für Band II mit der Röhre ECC 81

Systems wird nach negativeren Werten verschoben, wenn ein starker Sender einfällt. Man verringert so die Verstärkung der Kaskode und vermeidet Übersteuerungen der folgenden Stufe. Durch diese Regelung ändert sich der elektronische Eingangswiderstand der Stufe beträchtlich. Bei der ECC 84 z. B. verändert sich der Eingangswiderstand von 2,75 kΩ bei $U_g = -1{,}5$ V bis auf 110 kΩ bei $U_g = -5{,}5$ V [12]. Diese Erscheinung führt zwangsläufig zu einer Fehlanpassung, d. h. das Stehwellenverhältnis am Empfängereingang verschlechtert sich dadurch.

Für die Kaskodeschaltung — die in den Rundfunkempfängern der Industrie leider kaum zu finden ist — werden einige praktische Schaltungen angegeben.

Bild 9 zeigt eine Kaskodestufe für das Band II mit der ECC 81 [13]. Es gelten folgende Spulenwerte:

L_1 — 2 Wdg. 0,8 CuSS, 8 mm ∅

L_2 — 6 Wdg. 1,2 Cu versilbert, über L_1 gewickelt

L_3 — 7 Wdg. 0,5 CuL (Abgleich durch Windungsabstand) 6 mm ∅

L_4 — 6 Wdg. 1,2 Cu versilbert, 8 mm ∅

Das π-Glied (L_3) ist zweckmäßigerweise auf Bandmitte abzugleichen. Um über das gesamte Band einigermaßen gleichbleibende

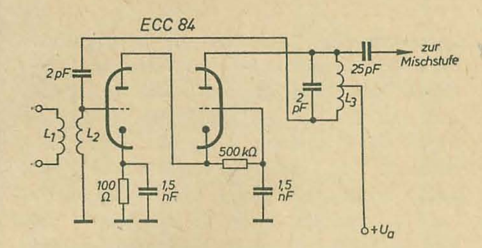


Bild 10: Kaskodestufe für das 2-m-Amateurband mit der Röhre ECC 84

Verstärkung zu erzielen, ist die Anodenkreisspule mit einem Widerstand bedämpft. Bild 10 zeigt eine Kaskodestufe mit der ECC 84 für das 2-m-Amateurband [14], die auch für das Band III verwendet werden kann. Auffallend ist die eigentümliche Art der Neutralisation vom Anodenkreis des GB-Systems zum Gitterkreis des KB-Systems. Auf ein π-Filter wurde verzichtet. L_1 beträgt wieder 2 Wdg., L_2 4 Wdg. 1,5 mm Cu versilbert, beide Spulen ineinander auf 10 bis 15 mm Spulenkörper gewickelt. L_3 besitzt ebenfalls 4 Wdg. aus 1,5 mm Cu versilbert, angezapft bei 1,5 Wdg., auf einem ähnlichen Spulenkörper. Der genaue Abgleich der Induktivitäten muß im fertigen Gerät erfolgen (Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Windungen). Andere Schaltungen sind in großer Zahl und in den verschiedensten Varianten in der Röhren- und Fernsehempfängerliteratur zu finden.

Zusammenfassung

Die verschiedenen gebräuchlichen Eingangsstufen im VHF-Empfänger — Gitterbasis, Zwischenbasis und Kaskode — wurden erklärt und einige praktische Beispiele angeführt. Unter den hier gezeigten Schaltungen hat die Kaskode die höchste Verstärkung, erfordert aber auch den größten Aufwand. Mit den Schaltungen kann man bei günstigem Aufbau Rauschzahlen von 2,4 ··· 5, je nach Frequenz, erreichen. Es muß in diesem Zusammenhang darauf hingewiesen werden, daß der Aufbau jeder Verstärkerstufe im VHF-Bereich unter strenger Einhaltung der allgemein für hohe Frequenzen geltenden Gesichtspunkte erfolgen muß — kürzeste Leitungen, einwandfreie und gut gewählte Erdpunkte, einwandfreie Entkopplung und Abschirmung zwischen Punkten verschiedenen HF-Potentials usw. —.

Literatur

[1] Streng: Antennenanpassung und Rauschen im VHF-Empfänger; radio und fernsehen 19 (1962) S. 598 ··· 600

[2] Glässner: Die Berechnung der Rauschanpassung; Funkschau 6 (1961) S. 143 bis 145

[3] Rohte und Kosmahl: Die Anwendung von Trioden bei Hochfrequenz; Elektronenröhrenphysik in Einzelberichten, Neue Folge Heft 2, Franzis-Verlag München 1956

[4] Bless und Irmler: Die neuen standardisierten Mittelsuper der VVB Rundfunk- und Fernsehen; radio und fernsehen 23 (1961) S. 723 ··· 731

[5] Crantz: Hochfrequenzverstärkung mit Trioden; Elektronenröhrenphysik in Einzelberichten; Franzis-Verlag München 1952

[6] Richter: Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangs-Technik; Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart 1956

[7] Hassel und Limann: Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker; Band 2, Franzis-Verlag München 1960

[8] Laborbuch Band I; Telefunken GmbH, Geschäftsbereich Röhren Ulm/Donau 1957

[9] Werkstattbuch zum „Rossini Stereo Typ 6001/02"; VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf

[10] US-Patent 2 644 860: „Caskode-Amplifier" von Gadsen, Macnee und Wallman; veröffentlicht in Radio-Electronics 1 (1954) S. 161

[11] Streng: Der Kaskodeverstärker; radio und fernsehen 3 (1958) S. 67 ··· 69

[12] Auswirkung der Regelung der Kaskodestufe auf den Eingangswiderstand der Schaltung; radio und fernsehen 20 (1957) S. 631 und 632

[13] Ein UKW-Antennenverstärker; radio und fernsehen 18 (1955) S. 555

[14] Schultheiss: Der Ultra-Kurzwellen-Amateur; Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart 1959

Einige Methoden zum Unterdrücken des Einschaltbrummens beim TV-Empfang

OSWALD ORLIK

Im TV-Empfänger verursachen die verschiedenen Anheizzeiten der Empfängerröhren nach dem Einschalten des Gerätes ein unangenehmes Brummen im Lautsprecher und ein Übersteuern des ZF-Verstärkers. Im folgenden werden die Ursachen und die Möglichkeiten zum Vermeiden der genannten Mängel beschrieben. Außerdem wird versucht, einen Vergleich der beschriebenen Schaltungen vorzunehmen.

Automatische Verstärkungsregelung

Da das Einschaltbrummen auf das Aussetzen der automatischen Verstärkungsregelung zurückzuführen ist, soll zunächst die prinzipielle Wirkungsweise der automatischen Verstärkungsregelung erklärt werden.

Der Fernsehempfang wäre mangelhaft, wenn das Bildsignal, das zur Bildröhre gelangt, nur von der Eingangsfeldstärke abhängen würde. In diesem Falle müßte man die Bildqualität bei Änderung der Eingangsfeldstärke jedesmal nachstellen. Um einen solchen Mangel abzustellen, bietet sich als technische Möglichkeit die Gegenkopplung über mehrere Stufen an, wie man es schon von der Rundfunktechnik her kennt. Beim TV-Empfänger könnte man eine Lösung nach Bild 1 schaffen. Hierbei koppelt man hinter der Videostufe das Videosignal aus und führt dieses nach Gleichrichtung als Gegenkopplungsspannung dem Eingangsteil und dem ZF-Verstärker zu. Beim Ansteigen des Videosignals wächst somit auch die Gegenkopplungsspannung und die Verstärkung der Eingangsstufe und des ZF-Verstärkers wird damit zurückgeregelt.

Diese Lösungsmöglichkeit weist jedoch einige schwerwiegende Nachteile auf. Wie schon erwähnt, wird in der Rückkopplungsstufe im Bild 1 das Videosignal gleichgerichtet, um eine Regelgleichspannung zu gewinnen. Diese Gleichrichtung kann nach zwei Arten vorgenommen werden: einmal als Spitzengleichrichtung und zum anderen als Effektivwertgleichrichtung. Beide Verfahren besitzen jeweils verschiedene Nachteile. Bei der Spitzenwertgleichrichtung können die dem Fernsehsignal überlagerten Störspannungen (z. B. Zündfunken) die Regelspannung verfälschen. Bei starken Störungen würde sich die Regelspannung vergrößern, und die Verstärkung des TV-Empfängers wird herabgesetzt. Die Regelspannung kann sogar so große Werte annehmen, daß das Bild fast völlig verschwindet. Nimmt man eine Effektivwertgleichrichtung vor, so wird zwar der Nachteil der Spitzenwertgleichrichtung vermieden, doch ergibt sich hierbei ein anderer Nachteil. Bei dieser Art der Gleichrichtung übt die Bildmodulation den störenden Einfluß auf die Regelspannung aus. Wie Bild 2 zeigt, besitzt bei der nach der CCIR-Norm angewandten Negativmodulation ein stark weißes Bild einen kleinen Gleichspannungsanteil, ein stark schwarzes Bild dagegen einen großen Gleichspannungsanteil. Somit ist also bei der Effektivwertgleichrichtung die gewonnene Regelspannung vom Bildinhalt abhängig.

Die vorher geschilderten Nachteile vermeidet die bei allen modernen TV-Empfängern angewandte getastete Regelspannungserzeugung. Diese Regelspannungserzeugung ist prinzipiell eine Kompromißlösung zwischen den beiden beschriebenen Gleichrichtungs-

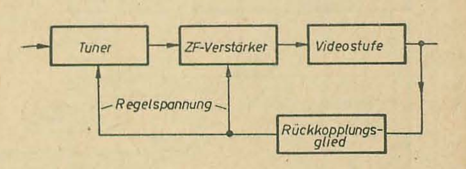


Bild 1: Einfachste Regelmöglichkeit eines TV-Empfängers

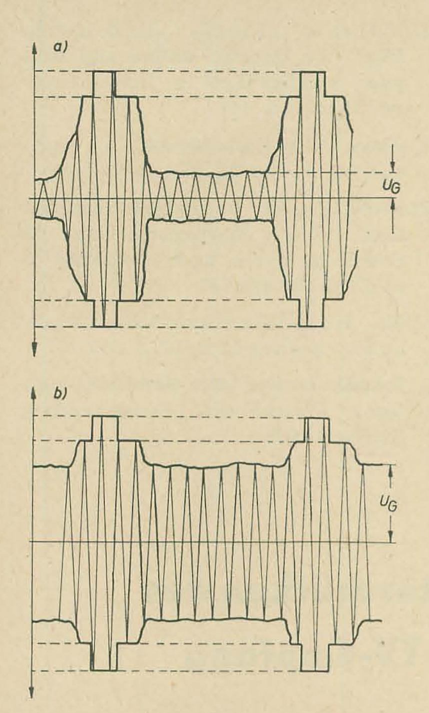


Bild 2: Mit dem Bildsignal amplitudenmodulierter Träger nach CCIR-Norm (Negativmodulation), a) stark weißes Bild (U_G klein), b) stark schwarzes Bild (U_G groß)

arten und ist eine technisch sehr zufriedenstellende Lösung. Wie der Name schon vermuten läßt, tastet man aus dem Bildsignal nur einen Teil aus und richtet diesen gleich. Damit wird die Wirksamkeit der auftretenden Störungen im selben Verhältnis herabgesetzt, das zeitlich zwischen dem ausgetasteten Teil zum Bildsignal besteht. Was liegt näher, um den Einfluß der Bildmodulation auszuschalten, als die Zeitdauer des Zeilenimpulses auszutasten, zumal der Scheitel der Synchronimpulse der maximalen Sendeenergie entspricht und somit ein Maß für die Eingangsfeldstärke ist. Die Zeitdauer des Zeilensynchronimpulses beträgt etwa 10% der Zeitdauer einer Zeile. Mit der getasteten Regelung wird also der Einfluß der auftretenden Störimpulse auf 10% herabgesetzt, und außerdem ist die gewonnene Regelspannung unabhängig vom Bildinhalt. Die Austastung wird nun so vorgenommen, daß an die Anode einer sogenannten Taströhre (in den meisten Fällen eine Triode) die positiven Rückschlagimpulse aus der Horizontalendstufe und an das Gitter bzw. an die Katode das negative Videosignal gelegt wird. Die Taströhre wird also nur zu dem Zeitpunkt geöffnet, bei dem beide Impulse anliegen. Die Aussteuerung der Taströhre ist somit abhängig von der Höhe der Synchronimpulse. Man kann aus diesem Grunde die getastete Regelspannungserzeugung auch als eine spezielle Spitzenwert-

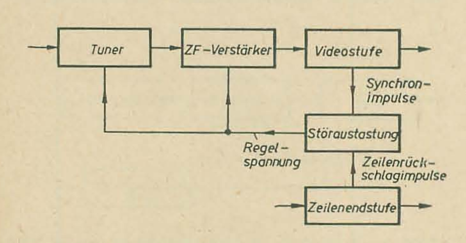


Bild 3: Regelung eines TV-Empfängers mit Störaustastung

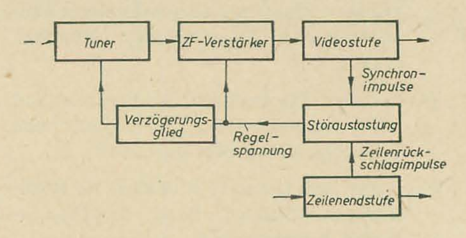


Bild 4: Regelung eines TV-Empfängers mit Störaustastung und Verzögerung der HF-Regelung

gleichrichtung bezeichnen. Das Blockschaltbild über die Zusammensetzung der Stufen zeigt Bild 3.

Nun ist es unzweckmäßig, bei kleinen Eingangsfeldstärken die Eingangsstufe zu regeln. Dadurch wird bei Ansteigen der Eingangsfeldstärke die Verstärkung herabgesetzt, und somit verschlechtert sich das Signal-Rausch-verhältnis. Eine derartige Verschlechterung macht sich in der Bildqualität störend bemerkbar. Aus diesem Grunde führte man die verzögerte Regelung für die Eingangsstufe ein. Die Verstärkung wird damit nur ab einer bestimmten Eingangsfeldstärke geregelt.

Schaltungsmäßig wird diese verzögerte Regelung so ausgeführt, daß der Gitterableitwiderstand der Eingangsstufe an die Regelleitung angeschlossen ist. Weiterhin wird eine Diode hinter dem Abgriff der Regelspannung für den ZF-Verstärker mit der Anode an die Regelleitung angeschlossen, wobei die Katode signal von der Videoendstufe in negativer Polarität angelegt wird. $Rö_1$ wird dann geöffnet, wenn die Impulse vom Zeilentrafo und von der Videoendröhre gleichzeitig anliegen. Zum anderen Zeitpunkt bleibt $Rö_1$ gesperrt. Bild 6 zeigt in vereinfachter Form diesen Schaltungszustand. Der Impulsgenerator G_i vereinigt beide Impulsquellen aus Bild 5 (Zeilentrafo und Videoendstufe). Bei Abgabe eines Impulses des Impulsgenerators G_i wird die Diode D geöffnet, und es fließt ein Strom über den Kondensator C und die Diode D. Der Kondensator lädt sich dabei in der angegebenen Polarität auf einen bestimmten Spannungsbetrag auf. Ist die Zeitkonstante $\tau = C \cdot R$ genügend groß, so bleibt die Spannung am Kondensator während den Impulspausen annähernd konstant. Am Punkt A ist somit eine negative Spannung abnehmbar, die nach entsprechender Siebung (s. Bild 5) als Regelspannung benutzt werden kann. Ändert sich die Amplitude der Impulse, so ändert sich auch entsprechend die Aufladung von C. Die Regelspannung ist also abhängig von der Größe der angelegten Impulse. Im Bild 5 wird die gewonnene Regelspannung nach Siebung und Spannungsteilung den zu regelnden ZF-Stufen geführt. Ist die Regelspannung verhältnismäßig klein, dann erhält die VHF-Stufe keine Regelspannung. Die Leitung zur VHF-Stufe liegt nämlich annähernd auf Massepotential, da die Diode durch die positive Vorspannung geöffnet ist. Die Vorspannung ist sehr gering, da

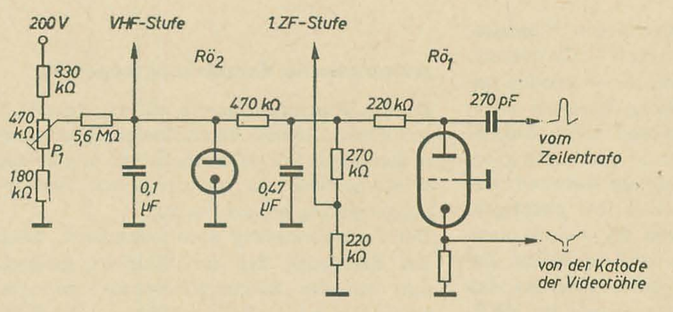


Bild 5: Praktische Schaltung der automatischen Verstärkungsregelung

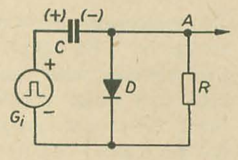


Bild 6: Ersatzschaltbild für die Tastschaltung

an Masse liegt. Eine geringe Vorspannung hält die Diode geöffnet, so daß die negative Regelspannung für die Eingangsstufe unwirksam ist. Erst bei sehr großen Eingangsspannungen, wenn also die negative Regelspannung größer wird als die positive Diodenspannung, setzt die Verstärkungsregelung ein, und ein Übersteuern des ZF-Verstärkers wird verhindert. Der ZF-Verstärker wird nicht verzögert geregelt, damit ein einmal eingestellter Kontrast auch bei kleinen Eingangsspannungen bestehen bleibt (Bild 4).

Die Beschreibung der Wirkungsweise der automatischen Verstärkungsregelung soll mit einem praktischen Beispiel abgeschlossen werden. Bild 5 zeigt eine Prinzipschaltung, wie sie in den meisten TV-Empfängern zu finden ist. Die Dimensionierung der Schaltelemente entspricht den Werten der Regelungsschaltung des tschechoslowakischen TV-Empfängers „Lotos". Im Bild 5 übernimmt $Rö_1$ die Funktion der Taströhre. Über den Kondensator von 270 pF gelangen die positiven Rückschlagimpulse an die Anode der Taströhre, während an die Katode das Video-

fast die gesamte Spannung, die am Potentiometer P_1 abgegriffen wird, am 5,6-MΩ-Widerstand abfällt. Erst wenn die Regelspannung so groß wird, daß sie die geringe positive Vorspannung der Diode überwiegt, wird die Diode gesperrt und damit die VHF-Stufe in ihrer Verstärkung zurückgeregelt.

Bild 7 zeigt eine allgemeine Regelkurve für die getastete Regelung. Die Regelkurve wird zwar bei verschiedenen Empfängern etwas abweichen, da der Verlauf von der Dimensionierung der Regelschaltung abhängig ist, doch der grundsätzliche charakteristische Verlauf ist allgemeingültig. Der Kurvenverlauf nach Bild 7 soll deshalb allgemein anhand der Schaltung nach Bild 5 erklärt werden. Der Einsatz der Regelwirkung liegt etwa zwischen 50 und 70 µV Eingangsspannung. Die Regelkurve für die ZF-Stufen steigt mit zunehmender Eingangsspannung an, womit sich die Regelsteilheit ergibt. Ab einer bestimmten Eingangsspannung wird die Regelspannung so groß, daß $Rö_2$ allmählich gesperrt wird. Der Übergang erfolgt nicht schlagartig, sondern verläuft entsprechend der Kennlinie

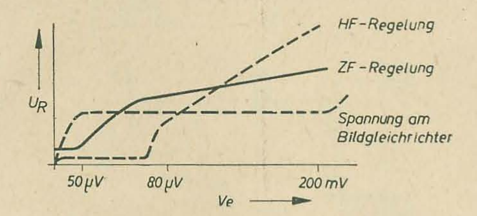


Bild 7: Regelkurven bei getasteter Regelung

der Diode. Mit dem Sperren der Diode wird auch die Regelsteilheit für die ZF-Regelung verändert. Dies ist darauf zurückzuführen, daß bei gesperrter Diode ein zusätzlicher Stromfluß über den 220-kΩ-Widerstand, der an der Anode der Taströhre liegt, zum positiven Pol von P_1 fließt. Die Widerstände der Regelschaltung sind so dimensioniert, daß bei gesperrter Diode die Regelung der VHF-Stufe die größte Steilheit besitzt und die Regelung der ZF-Stufen zurückgeht. Damit ergibt sich der Vorteil, daß bei starken Eingangsspannungen durch eine große Regelsteilheit der VHF-Stufe das gefürchtete Zustopfen der Mischröhre verhindert wird. Aus Bild 7 ist ersichtlich, daß über einen großen Bereich die Spannung am Bildgleichrichter nahezu konstant bleibt.

Ursachen des Einschaltbrummens

Aus der vorhergehenden Beschreibung der automatischen Verstärkungsregelung ergibt sich die Schlußfolgerung, daß ein Übersteuern des ZF-Verstärkers bei großen Eingangsspannungen nur dann verhindert wird, wenn die Schaltung für die automatische Verstärkungsregelung einwandfrei arbeitet. Nun haben aber Untersuchungen ergeben, daß nach dem Einschalten des Empfängers die normalen Verstärkerröhren nach 20 ··· 30 Sekunden durchgeheizt sind, die Boosterdiode dagegen erst nach 45 ··· 60 Sekunden. Dies bedeutet, daß nach etwa 25 Sekunden die Eingangsstufe und der ZF-Verstärker arbeiten, die Regelungsschaltung durch die fehlenden positiven Rückschlagimpulse vom Zeilentrafo jedoch noch nicht. Der Empfänger kann demnach bis zu 40 Sekunden mit voller Verstärkung arbeiten. Bei großen Eingangsspannungen kann dadurch die Bilddemodulatordiode zerstört und die letzte ZF-Röhre während des Anheizens durch zu große Gitter- und Schirmgitterströme überlastet werden. Außerdem tritt ein unangenehmes Brummen im Lautsprecher auf, das auf die 50-Hz-Synchronisierungsimpulse, die durch die hohe Verstärkung in den Tonteil gelangen, zurückzuführen ist.

Möglichkeiten zur Verhinderung des Einschaltbrummens

Die Lösungsmöglichkeiten sind erstaunlich einfach und insofern interessant, als man zur Beseitigung des Einschaltbrummens die Ursachen, die zu diesem Brummen führen, ausnutzt, um das Einschaltbrummen zu unterdrücken. Die erste Lösungsmöglichkeit drängt sich einem geradezu auf, denn was ist naheliegender, als eine der Betriebsspannungen für die maßgebenden Röhren des ZF-, DF- oder NF-Verstärkers aus der Boosterspannung abzuleiten (Bild 8). Damit ist die entsprechende Röhre erst dann betriebsbereit, wenn die Boosterspannung sich aufgebaut hat, die Regelung also wirksam ist. In den meisten Fällen leitet man die Schirmgitterspannung aus der Boosterspannung ab. Zu erwähnen wäre, daß es zweckmäßig ist, die letzte Röhre des ZF-Verstärkers für die Anheizzeit der Röhren zu sperren, denn sperrt man den DF- oder NF-Verstärker, so wird zwar das Einschaltbrummen unterdrückt, die Übersteuerung des ZF-Verstärkers jedoch nicht verhindert. Letzteres ist für die Lebensdauer des Gerätes selbstverständlich wichtiger.

Die zweite Lösungsmöglichkeit ist aufwendiger und auch nicht sicherer als die erste. Hierbei nutzt man die Boosterspannung nicht zum Sperren, sondern zum Entsperren einer Röhre aus. Die Sperrspannung wird hierzu vom Zeilenkipposzillator abgeleitet (Bild 9), denn wie Untersuchungen ergeben haben, schwingt der Zeilenoszillator schon nach etwa 15 Sekunden an, obwohl die Oszillatorröhre noch nicht voll durchgeheizt ist. Die negative Sperrspannung wird durch die positive Boosterspannung in ihrer Wirkung aufgehoben, und die gesperrte Stufe kann normal arbeiten. Über einzelne praktische Schaltungseinzelheiten wird später berichtet.

Eine dritte Lösungsmöglichkeit wäre, den Heizfaden einer Röhre der zu sperrenden Stufe durch einen Thermokontakt zu überbrücken, der dann öffnet, wenn die in der Anodenzuleitung des Netzteiles liegende Thermowicklung anspricht. Öffnet der Thermokontakt z. B. nach 20 Sekunden, so wird damit die Zeitdifferenz zwischen der Anheizzeit der Verstärkerröhren und der der Boosterstufe überbrückt.

Praktische Unterdrückungsschaltungen

Im folgenden sollen zunächst einige Schaltungsvarianten westdeutscher Empfänger beschrieben werden und danach die Schaltungsanordnung unseres Standardempfängers, um einen Vergleich vorzunehmen zu können.

Von der vorher beschriebenen ersten Lösungsmöglichkeit machen die westdeutschen Firmen Nordmende und Wega Gebrauch. Die Schaltungsanordnung von Nordmende zeigt Bild 10. Die DF-Stufe arbeitet als Begrenzer und weist daher eine niedrige Schirmgitterspannung auf. Diese Spannung wird aus der Boosterspannung durch Spannungsteilung an R_1, R_2 gewonnen. Solange keine Boosterspannung vorhanden ist, liegt das Schirmgitter über R_1 an Masse, und die Verstärkung dieser DF-Stufe ist damit gesperrt. Nachteilig bei dieser Lösungsmöglichkeit ist, wie schon erwähnt, die nicht unterbundene Übersteuerung des ZF-Verstärkers während der Anheizzeit.

Die Schaltungsanordnung von Wega zeigt Bild 11. Hiernach wird die Anodenspannung der NF-Vorstufe aus der Boosterspannung gewonnen. Zur notwendigen Spannungsteilung dienen die Widerstände R_1, R_2 und R_3, wobei R_3 ein VDR-Widerstand ist. Dieser soll dazu dienen, die NF-Vorstufe etwas länger zu sperren, um sie dann schlagartig in den Betriebszustand zu schalten. Die Boosterspannung steigt nicht schlagartig, sondern allmählich innerhalb von 40 ··· 60 Sekunden an. Diesen allmählichen Anstieg während einer

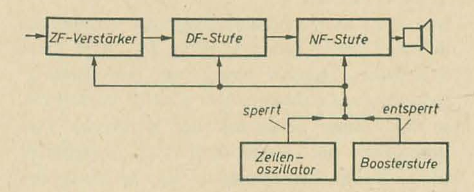


Bild 9: Mögliche Sperrwege für die zweite Lösung

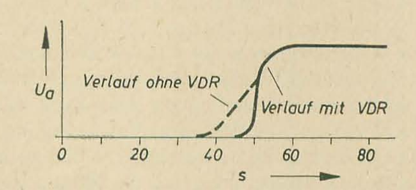


Bild 12: Verlauf der Entsperrspannung mit und ohne VDR-Widerstand

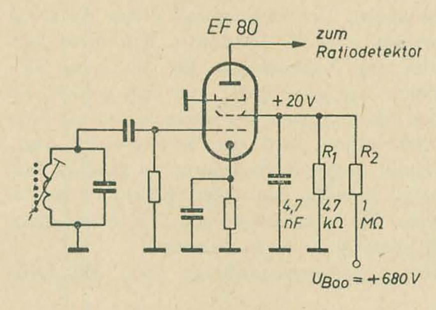


Bild 10: Schaltung von Nordmende

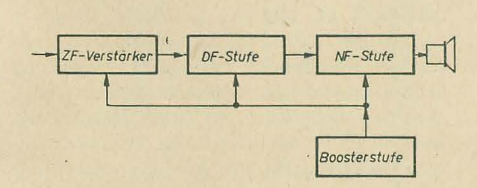


Bild 8: Mögliche Sperrwege für die erste Lösung

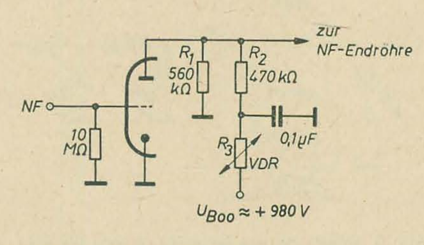


Bild 11: Schaltung von Wega

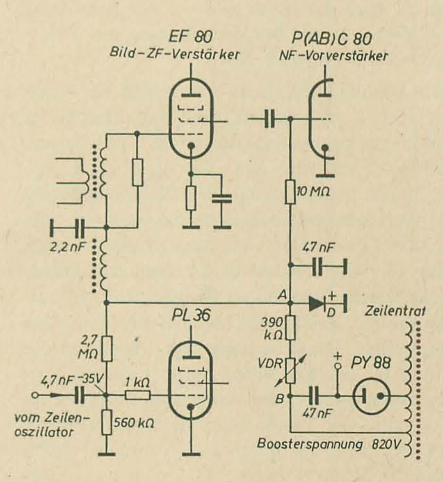


Bild 13: Schaltung von Grundig (neuere Geräte)

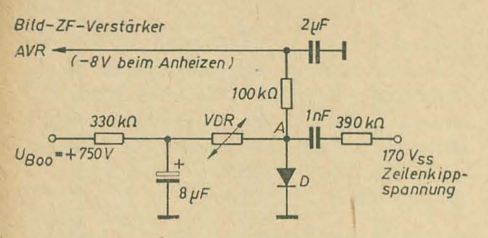


Bild 14: Schaltung von Graetz

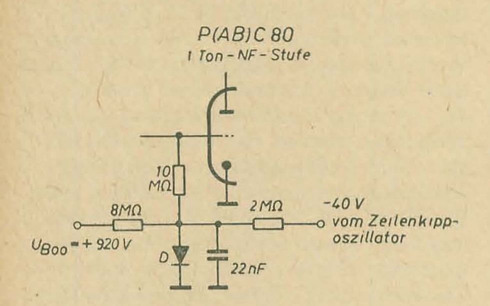


Bild 15: Schaltung von Blaupunkt

Zeitdauer von 20 Sekunden ändert der VDR-Widerstand in einen Anstieg nach Bild 12 um. Der Widerstandswert des VDR-Widerstandes ist bei niedrigen Spannungen sehr hoch und sinkt bei hohen Spannungen sehr stark ab. Der Zeitraum der Widerstandsänderung des VDR-Widerstandes ist sehr kurz, so daß auch die Stromänderung und damit die Spannungsänderung sehr steil verlaufen. Ebenso wie bei der Schaltungsvariante von Nordmende wird auch bei dieser Schaltung die Übersteuerung des ZF-Verstärkers nicht verhindert.

Von der zweiten Lösungsmöglichkeit machen mehrere Firmen Gebrauch. Die Schaltungsanordnung von Grundig zeigt Bild 13. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist folgende: Wie bereits erwähnt, schwingt der Zeilenoszillator schon nach 15 Sekunden kräftig an. Dadurch baut sich bereits nach dieser Zeit die negative Gittervorspannung der Zeilenendröhre auf. Diese wird über den hochohmigen Widerstand dem Punkt A zugeleitet und sperrt somit den ZF- und NF-Verstärker. Beginnt sich die Boosterspannung aufzubauen, so überwiegt sie die negative Spannung am Punkt A, und die Diode D wird leitend. Damit wird der Punkt A an Masse gelegt und der ZF- und NF-Verstärker entsperrt. Um den Zeitraum zwischen der vollen Sperrspannung und dem Augenblick, zu dem diese auf Null Volt kompensiert wird, sehr kurz zu halten, wird ebenfalls, wie bei der Schaltung von Wega, in die Boosterzuleitung ein VDR-Widerstand eingeschaltet.

Eine ähnliche Schaltung verwendet die westdeutsche Firma Graetz, nur daß hierbei im Gegensatz zu der Schaltung von Grundig nur der ZF-Verstärker gesperrt und statt der negativen Vorspannung des Zeilenoszillators die gleichgerichtete Zeilenkippspannung verwendet wird. Den Schaltungsaufbau zeigt Bild 14. Von der Anode der Zeilenoszillatorröhre werden parallel zu den Aussteuerimpulsen für die Zeilenendstufe Zeilenkippimpulse abgegriffen. Diese Impulse liegen damit an der Diode D. Da die Diode keine positive Vorspannung besitzt, der Arbeitspunkt somit im Nullpunkt der Diodenkennlinie liegt, wird der positive Teil der angelegten Impulse durch Gleichrichtung weggeschnitten, also unterdrückt. Der negative Teil der Impulse bleibt somit erhalten. Nach Siebung über 100 kΩ und 2 µF ergibt sich eine Gleichspannung von —8 V. Diese wird dem ZF-Verstärker zugeführt und sperrt diesen. Baut sich nun die Boosterspannung auf, dann wird der Arbeitspunkt der Diode sehr weit in den positiven Teil der Diodenkennlinie verschoben, so daß sich die Zeilenkippimpulse nicht mehr auf die Spannung im Punkt A auswirken können. Punkt A liegt annähernd auf Massepotential. Der ZF-Verstärker wird dadurch entsperrt. Der in der Boosterspannungszuleitung liegende VDR-Widerstand erfüllt denselben Zweck wie in den schon beschriebenen Schaltungen.

Die Schaltungsanordnung von Blaupunkt, die Bild 15 zeigt, entspricht im Prinzip der Schaltung von Grundig. Hierbei wird jedoch nur die erste Ton-NF-Stufe gesperrt. Die vom Zeilenoszillator abgegriffene negative Vorspannung sperrt die erste NF-Stufe, die nach Anliegen der Boosterspannung, mit der der Gitterableitwiderstand gegen Masse geschaltet wird, entsperrt wird. In der Schaltung von Blaupunkt wurde auf den VDR-Widerstand verzichtet.

Eine sehr abweichende Schaltung wendet die Firma Loewe-Opta an. Bild 16 zeigt diese Schaltung. Hierbei wurde auf die Boosterspannung als entsperrender Faktor verzichtet, so daß immer allein mit der negativen Vorspannung des Zeilenoszillators gearbeitet wird. Beim Anschwingen des Zeilenoszillators entstehen kräftige Schwingungen, so daß sich damit auch eine große negative Vorspannung durch Gitterstrom einstellt. Die zwischen C_1 und C_2 abgegriffene negative Spannung dient als Sperrspannung für die erste NF-Stufe. Die Zeitkonstante von C_2, R_2 und R_3 ist so ausgelegt, daß die Kondensatorladung von C_2 erst nach etwa 30 Sekunden auf den normalen Wert absinkt. Die Zeilenkippimpulse stören den Betrieb der NF-Stufe nicht, da diese Impulse von C_2 kurzgeschlossen werden.

Die schon erwähnte dritte Lösungsmöglichkeit wurde in den älteren Geräten von Grundig angewandt. Bild 17 zeigt diese Schaltung. Hierbei wird der Heizfaden der letzten ZF-Röhre durch einen Thermokontakt überbrückt. Die Ansprechwicklung dieses Kontaktes liegt in einer Anodenzuleitung des Netzteiles. Die Ansprechzeit dieser Wicklung beträgt etwa 20 Sekunden. Um diese Zeit wird der Anheizbeginn für die letzte ZF-Röhre hinausgezögert. Dies ist gerade die Zeit, die zwischen den Anheizzeiten der Verstärkerröhren und der Boosterdiode liegt. Damit fangen beide Röhren zu gleicher Zeit an zu arbeiten. Die Ansprechwicklung besitzt einen Widerstandswert von 200 Ω und dient gleichzeitig als Siebwiderstand.

Die Schaltungsanordnung des Standard-

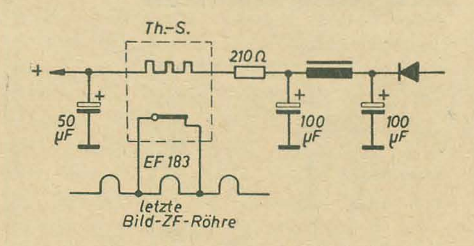


Bild 17: Schaltung von Grundig (ältere Geräte)

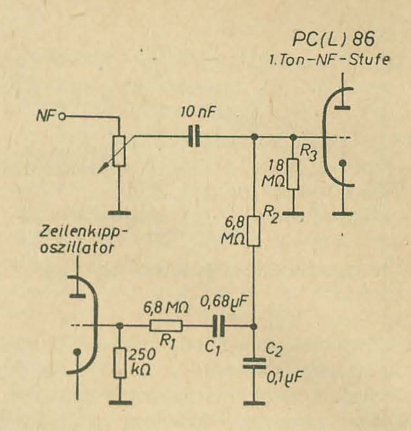


Bild 16: Schaltung von Loewe-Opta

TV-Empfängers vom Typ AB und B zeigt Bild 18. Dieser Empfänger wird vom VEB RAFENA-Werke Radeberg und vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt gefertigt. Bei dieser Schaltungsanordnung wird die Schirmgitterspannung der letzten ZF-Röhre aus der Boosterspannung abgeleitet. Die letzte ZF-Stufe bleibt also während der Anheizzeit der Boosterdiode gesperrt. Die erforderliche Größe der Schirmgitterspannung im normalen Betrieb ergibt sich aus den Spannungsabfällen an den Widerständen R_1 und R_2, hervorgerufen durch den Schirmgitterstrom.

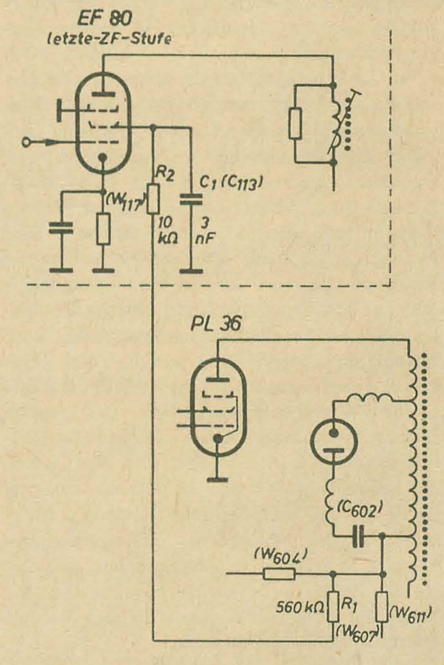


Bild 18: Schaltung für den Standard-TV-Empfänger vom Typ AB und B

Interessant ist nun, die Schaltungsanordnung des Standard-TV-Empfängers mit den Schaltungsanordnungen der westdeutschen Empfänger in bezug auf Aufwand und Zweckmäßigkeit zu vergleichen. Dieser Vergleich wird zeigen, daß nicht immer eine vom technischen Standpunkt interessante Schaltung die Spitzenklasse eines Gerätes bestimmt. Eine derartige Schaltung ist zwar werbekräftig, doch nicht immer notwendig. Der ökonomische Gesichtspunkt tritt bei einer solchen Anwendung meist in den Hintergrund.

Welche Forderungen sind nun an eine Schaltungsanordnung zur Unterdrückung des Einschaltbrummens zu stellen? Die Forderungen gehen dahin, daß sowohl die Übersteuerung des ZF-Verstärkers als auch das Einschaltbrummen im Lautsprecher verhindert werden. Weiterhin soll eine Schaltung zum Verhindern der erwähnten Wirkungen möglichst einfach sein, damit durch diese Schaltung, die nicht unmittelbar für die Funktion des Gerätes erforderlich ist, so wenig wie möglich neue Fehlerquellen hinzukommen.

Die Schaltung zum Unterdrücken des Einschaltbrummens des Standard-TV-Empfängers erfüllt diese Forderungen in jeder Hinsicht. Während der Anheizzeit der Boosterdiode wird die letzte Stufe des ZF-Verstärkers gesperrt, so daß der ZF-Verstärker während dieser Zeit nicht übersteuert wird. Damit ist das unangenehme Brummen im Lautsprecher nicht hörbar. Die Schaltungslösung ist relativ einfach. Zu der Schaltung des TV-Empfängers ist nur der Widerstand R_1 hinzugekommen, denn R_2 und C_1 müssen bei einer normalen ZF-Stufe ohnehin vorhanden sein. Als neue Fehlerquelle ist nur R_1 maßgebend. Ist dieser Widerstand unterbrochen (häufigster Fehler bei einem Widerstdand), dann wird nur der ZF-Verstärker gesperrt. Der Fehler ist relativ einfach zu erkennen und zu beheben. Man könnte zwar den Standpunkt vertreten, einen VDR-Widerstand zusätzlich einzubauen, um ein schlagartiges Entsperren der ZF-Stufe zu erreichen, doch sollte man bedenken, daß der Standard-TV-Empfänger vom Typ AB oder B nach dem Standard nicht zu der oberen Geräteklasse zählen soll. Derartige Schaltungsfeinheiten sollen dem Standard-TV-Empfänger vom Typ A vorbehalten bleiben, wobei man über den Einbau eines VDR-Widerstandes auch noch verschiedener Meinung sein kann.

Wie erfüllen nun die westdeutschen Schaltungslösungen die vorher gestellten Forderungen? Die Schaltungen von Nordmende, Wega, Blaupunkt und Loewe-Opta entsprechen diesen Forderungen nicht, da sie eine Übersteuerung des ZF-Verstärkers nicht verhindern. Die Lösung von Grundig, die bei älteren Geräten angewandt wurde, sperrt zwar den ZF-Verstärker, doch wird mit dem Thermoschalter ein mechanisch wirkendes Bauelement (Kontakt) eingebaut, was von der Betriebssicherheit her gesehen nicht sehr günstig ist. Die Schaltungslösungen der eben erwähnten Firmen können also einen Vergleich mit der Schaltungslösung des Standardempfängers nicht standhalten, zumal diese Lösungen auch keinen geringeren Aufwand erfordern, was im anderen Falle noch als Einwand gelten könnte. Bleiben also nur noch die Schaltungslösungen der Firmen Graetz und Grundig (neuere Gerätetypen) übrig. Man kann beide Lösungen im Prinzip zu einer vereinigen, denn ob nun die negative Sperrspannung aus der negativen Vorspannung des Zeilenoszillators abgeleitet oder durch Gleichrichtung aus den Zeilenkippimpulsen gewonnen wird, ist von untergeordneter Bedeutung. Der Grundgedanke beider Schaltungen ist doch der, eine negative Spannung aus dem Zeilenoszillator abzuleiten, die den ZF-Verstärker sperren soll, und daß weiterhin die abgeleitete Sperrspannung mit Hilfe einer Diode und der Boosterspannung unwirksam gemacht wird, indem die Diode bei Anliegen der Boosterspannung den Sperrpunkt gegen Masse schaltet. Da zwischen dem Einsatz der negativen Sperrspannung und der Boosterspannung zeitlich der entsprechende Abstand vorhanden ist, wirkt diese Schaltung als Unterdrückungsschaltung. Sie erfüllt die Forderungen, daß sowohl der ZF-Verstärker während der Anheizzeit der Boosterdiode gesperrt ist als auch das Einschaltbrummen, eben durch den gesperrten ZF-Verstärker, unterdrückt wird. Doch der Aufwand erscheint etwas zu hoch, da, wie bereits erwähnt, die Unterdrückungsschaltung nicht unmittelbar zur Funktion des Gerätes notwendig ist. Durch diesen Aufwand, abgesehen vom VDR-Widerstand, wird die Schaltung des Empfängers unnötigerweise erweitert. Man muß sich darüber im Klaren sein, daß jede Schaltungserweiterung späterhin als Fehlerquelle in Erscheinung treten kann. Außerdem könnten in einem solchen Fall noch andere Teile des Gerätes in Mitleidenschaft gezogen werden. Wird beispielsweise die Diode defekt, dann wird die hohe Boosterspannung nicht mehr abgeleitet und liegt damit an den Röhren, die durch Überlastung dann zerstört werden können. Man sieht also, daß nicht jede Schaltungslösung, die im Moment elegant und technisch interessant aussieht, gegenüber einfachen, manchmal primitiv wirkenden Schaltungen, die Spitzenklasse eines Gerätes bestimmt.

Zusammenfassung

Eingangs wurde die Wirkungsweise der automatischen Verstärkungsregelung beschrieben, da diese mit dem Einschaltbrummen zusammenhängt. Das Einschaltbrummen wird nämlich durch das Ausbleiben der automatischen Verstärkungsregelung während der langen Anheizzeit der Boosterdiode verursacht. Danach wurden einzelne Schaltungsdetails westdeutscher Empfänger beschrieben, mit denen man das Einschaltbrummen unterdrückt. Anschließend wurde auf die Unterdrückungsschaltung unseres Standard-TV-Empfängers eingegangen und ein Vergleich mit den westdeutschen Schaltungen vorgenommen. Dieser Vergleich zeigte, daß vom technischen Standpunkt gesehen, die Schaltungsanordnung des Standard-TV-Empfängers als günstigste Lösung gelten muß, die westdeutschen Schaltungen von Graetz und Grundig dagegen mehr werbetechnischen Wert besitzen.

Literatur

[1] Otto Limann: Die Unterdrückung des Einschaltbrummens im Fernsehempfänger; Funkschau 7 (1962) S. 159 ··· 160

[2] E. Berg: Neue, elektronisch arbeitende Anheizzeit-Brummunterdrückung; Grundig Technische Informationen Mai (1962) S. 345

[3] K. Tetzner: Zeilenfreies Fernsehen und mehr Bedienungskomfort bei neuen Fernsehempfängern; Funkschau 19 (1961) S. 487 ··· 489

[4] Werner W. Diefenbach: Zur Schaltungs- und Konstruktionstechnik der neuen Fernsehempfänger 1961/62; Funk-Technik 11 (1961) S. 384 ··· 385

[5] Standard-Fernsehempfänger Typ AB und B; radio und fernsehen 4 (1961) S. 106 ··· 110

[6] Oswald Orlik: Der tschechoslowakische TV-Empfänger „Lotos"; radio und fernsehen 12 (1961) S. 703 ··· 708

Vorteile, Grenzen und Geräte der Wobbelmeßtechnik Teil 1

Dipl.-Ing. K. ECKERT

Beim dynamischen Messen elektrischer Größen, insbesondere frequenzabhängiger Größen, ergeben sich Vorteile, aber auch Grenzen, die man beachten muß, wenn Meßfehler vermieden werden sollen. Die Wobbelmeßtechnik ist eines der modernsten Meßverfahren; deshalb lohnt es sich, auf einige spezielle Probleme einzugehen und unter Anführung einiger Wobbelmeßgeräte mit den wichtigsten technischen Daten den derzeitigen Stand dieser Technik zusammenfassend aufzuzeigen.

Vorteile der dynamischen Messung elektrischer Größen

In der Schwachstromtechnik ermittelt man mit den meisten Messungen (abgesehen von einzelnen Messungen physikalischer Größen) die Abhängigkeit zweier Größen voneinander, die dann in Form einer Kurve grafisch dargestellt wird. Hierbei handelt es sich um ein eindimensionales Messen, wobei die Ergebnisse in eine zweidimensionale Aussage überführt werden können, wenn man die nacheinander aufgenommenen Meßpunkte in ein Diagramm einträgt. Die Aufnahme der Abhängigkeit einer Größe von einer anderen als Meßreihe (statische Methode) hat dabei folgende Nachteile:

1. Durch die grafische Interpolation können Spitzen oder Einbrüche, wenn sie gerade zwischen zwei Meßpunkten liegen, übersehen werden. Dies ist bei Dämpfungsmessungen in Abhängigkeit von der Frequenz, wo selektive Änderungen der Dämpfung durch Resonanzeffekte häufig auftreten, nicht zu unterschätzen und führt zu Meßfehlern.
2. Das Aufnehmen und Übertragen der Meßreihe dauert relativ lange, wobei noch hinzukommen kann, daß sich die äußeren Einflüsse oder konstant angenommene dritte Größen ändern können (Temperatur, Netzspannung).
3. Bei Abgleicharbeiten (z. B. Bandfilter, Verstärker) ist eine Punkt-für-Punkt-Messung zwischen den einzelnen Abgleichvorgängen nach der statischen Methode vollkommen ungeeignet und zeitraubend.

Die Aufnahme der Abhängigkeit zweier elektrischer Größen wird dynamisch, wenn es gelingt, die statische Methode zu automatisieren. Dabei werden die o. a. Nachteile gegenstandslos, wenn die Messung kontinuierlich (unendlich dichte Lage der Meßpunkte) und schneller erfolgt. Das Auswerten geschieht dabei oszillografisch. Hiermit liegt der Fall des zweidimensionalen Messens vor. Man kommt so zur Messung und Darstellung von Funktionsverläufen $y = f(x)$. Wird die Frequenz als zweite Dimension in die Ergebnisanzeige eingeführt, spricht man vom „Wobbeln". Für derartige automatische Messungen müssen zwei Bedingungen erfüllt sein:

1. Eine Grundgröße muß selbsttätig im interessierenden Bereich variiert werden.
2. Die Anzeigeeinrichtung muß zweidimensionalen Charakter haben.

Der Vorteil der dynamischen Aufnahme von Kennlinien, Durchlaßkurven usw., d. h. der Abhängigkeit einer elektrischen Größe von einer anderen, gegenüber dem statischen Verfahren (Punkt-für-Punkt-Messung) ist eindeutig.

Beim Abgleich von Meßobjekten kann die Auswirkung eines Abgleichvorganges, d. h. einer Parameteränderung, auf den gesamten funktionalen Zusammenhang zweier elektrischer Größen sofort beobachtet werden. Außerdem läßt sich der Kurvenverlauf fotografisch fixieren.

Für dynamische Messungen benutzt man häufig aus praktischen Gründen die Sinusfunktion als Zeitfunktion, da sie am einfachsten zu erzeugen ist. Allerdings ergeben nichtzeitlineare Spannungsverläufe unterschiedliche Bildhelligkeiten, die aber bei sinusförmigen Verläufen nicht stören und praktisch kaum noch zu erkennen sind.

Wie oft eine Kurve oszillografisch aufgezeichnet werden muß, d. h., wie hoch die Wiederholungsfrequenz sein muß, hängt von der Augenträgheit und der Nachleuchtdauer der Bildröhre ab. Die Nachleuchtdauer normaler Bildröhren fällt etwa mit der Trägheit des Auges zusammen $\left(\frac{1}{16}\,s\right)$, woraus sich eine Mindestwiederholungsfrequenz von 16 Hz ergibt.[1]

Um ein vollkommen flimmerfreies Bild zu erhalten, ist es günstig, eine etwas höhere Frequenz zu benutzen, wobei sich die immer vorhandene Netzfrequenz von 50 Hz anbietet. Mit extrem lange nachleuchtenden Bildröhren kann man andererseits noch mit Wiederholungsfrequenzen bis herunter zu 1 Hz arbeiten. Die obere Grenze der Wiederholungsfrequenz ergibt sich durch einsetzende Verfälschungen der Meßergebnisse und hängt vom Meßobjekt ab.

Dynamische Messung frequenzabhängiger Größen

Die Verfahren der automatischen Frequenzkurvendarstellung werden in dem Begriff „Wobbelmeßtechnik" zusammengefaßt. Die Anwendung dieser Technik ermöglicht eine bedeutende Rationalisierung der Arbeit im Prüffeld und im Entwicklungslabor.

Grundsätzlich ist es möglich, sämtliche frequenzabhängigen Größen, z. B. Amplitude, Phase, Gruppenlaufzeit, Impedanz usw., nach dem Wobbelverfahren zu messen. Teilweise ist allerdings der Aufwand recht erheblich. In der Praxis steht die Frequenzabhängigkeit der Amplitude (Frequenzgang) von Filtern, Dämpfungsgliedern, Breitbandverstärkern, Kabeln, Eichleitungen, Schwingkristallen, HF-Transistoren u. a. m. im Vordergrund, worauf sich auch die folgenden Ausführungen beziehen sollen. Bei Frequenzgangaufnahmen mit sich stetig ändernden Meßfrequenzen müssen einige wichtige Gesichtspunkte beachtet werden, die hauptsächlich durch das Einschwingverhalten des Vierpols gegeben sind. Zur genauen, unverfälschten Darstellung von Filterdurchlaßkurven muß die Frequenzablaufgeschwindigkeit hinreichend klein sein, d. h., die Verweilzeit (entspricht der Zeit, während der die Meßfrequenz im Durchlaßbereich liegt) muß groß gegen die Zeitkonstante des Schwingkreises bzw. Schmiegungskreises mit der kleinsten Bandbreite sein. Die Verformung ist nicht mehr nachweisbar, wenn die Zeitkonstante etwa $\frac{1}{50}$ der Verweilzeit beträgt. Danach ist offensichtlich der Zusammenhang zwischen Verweilzeit T_v, Bandbreite B und Frequenzablaufgeschwindigkeit V_f ausschlaggebend und daher festzulegen. Zunächst soll der einfachste Fall, das Einschwingverhalten eines Schwingkreises bei Anregung mit einer Gleitfrequenz, betrachtet werden.

Eine mit der Zeit sich kontinuierlich ändernde Frequenz liefert die Frequenzänderungs- oder -ablaufgeschwindigkeit

$$V_f = \frac{df}{dt} \qquad (1)$$

Wird an einen Schwingkreis mit der Bandbreite B eine Gleitfrequenz gelegt, so braucht diese zum Durchlaufen dieser Bandbreite die Zeit T_v. Die Verweilzeit T_v stellt also die Zeit dar, während der die Meßfrequenz je nach Frequenzablaufzeit im Bandbreitenbereich des Schwingkreises verweilt

$$T_v = \frac{B}{V_f} \qquad (2)$$

Die exakte mathematische Darstellung des Einschwingverhaltens eines Schwingkreises bei Anregung mit einer Gleitfrequenz wird beim Festlegen der sich für die Wobbelung ergebenden Grenzen in der Praxis umgangen. Man macht vielmehr die Näherung, daß sich dieselben Verhältnisse ergeben, wenn der Kreis während der Verweilzeit mit seiner

[1]) Natürlich gibt es auch länger nachleuchtende Bildröhren. Je nach Schirmmaterial kann man Nachleuchtzeiten zwischen etwa 10 ms ··· 20 s erreichen.

Eigenfrequenz angeregt wird. Exakt ist diese vereinfachte Betrachtung natürlich nicht, denn die Frequenz ändert sich innerhalb der Bandbreite und ist auch außerhalb der Bandbreite vorhanden.

Bei sehr kleinen Frequenzablaufgeschwindigkeiten, d. h. großen Verweilzeiten ($T_v \gg \tau$ = Zeitkonstante des Schwingkreises) ist ein vollkommenes Einschwingen des Kreises vorhanden, die dynamische Meßkurve entspricht der statisch aufgenommenen.

Bei Erhöhung der Frequenzablaufgeschwindigkeit wird die Resonanzkurve des Schwingkreises folgendermaßen verformt:

1. Das Maximum verschiebt sich in Richtung des Frequenzablaufes; bei positivem Gradienten der Gleitfrequenz also nach rechts. Bei fehlender Austastung (Frequenzvor- und -rücklauf) werden zwei Bilder der Resonanzkurve sichtbar.
2. Eine Abflachung der ansteigenden und Versteilerung der abfallenden Flanke tritt ein.
3. Die maximale Amplitude der resonierenden Größe nimmt ab.
4. Die angezeigte Bandbreite wird größer.
5. Wird $T_v < \tau$, schwingt der Kreis auf seiner Eigenfrequenz aus, wobei sich Eigenfrequenz und Gleitfrequenz zu einer Schwebung überlagern, deren Maxima mit τ abnehmen.
6. Wird $T_v \ll \tau$, so schwingt der Kreis überhaupt nicht mehr ein, und die Resonanzkurve wird höchstens noch angedeutet.

Zeitkonstante

Die Beziehung zwischen Zeitkonstante τ und Bandbreite B läßt sich z. B. aus der Darstellung für den Scheinwiderstand eines Parallelkreises leicht ermitteln

$$|\mathfrak{R}| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \qquad (3)$$

Hierin ist:

$$\Omega = \varrho \cdot v = 2\varrho \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{2\Delta\omega\varrho}{\omega_0}$$

$$= 2\Delta\omega \frac{L}{R} = \Delta\omega\tau, \qquad (4)$$

wobei ϱ die Resonanzüberhöhung, ω_0 die Winkelgeschwindigkeit der Resonanzfrequenz und Ω die normierte Verstimmung sind.

In normierten Frequenzen ausgedrückt liegt der Bereich der Bandbreite (3 dB Abfall) zwischen $\Omega = -1$ und $\Omega = +1$. Man erhält für den Betrag des Scheinwiderstandes an den Bandgrenzen

$$|\mathfrak{R}| = \frac{R_p}{\sqrt{2}} \qquad (5)$$

Der Phasenwinkel beträgt dabei $\varphi = \pm 45°$. $\Omega = 1$ bedeutet aber $\Delta\omega\tau = 1$ oder

$$\tau = \frac{1}{\Delta\omega} = \frac{1}{2\pi\Delta f} = \frac{1}{\pi B} \approx 0{,}32 \cdot \frac{1}{B} \qquad (6)$$

Gleichung (6) gilt für Parallel- und Serienschwingkreise gleichermaßen.

Für eine verzerrungsfreie Wobbelung läßt sich als Bedingung angeben

$$T_v \gg \tau = \frac{1}{\pi B} \qquad (7)$$

Nach Feldtkeller lassen sich die Hüllkurven (dynamische Resonanzkurven), z. B. für einen Schwingkreis, berechnen und darstellen. Bild 1 zeigt die relative Schwingamplitude

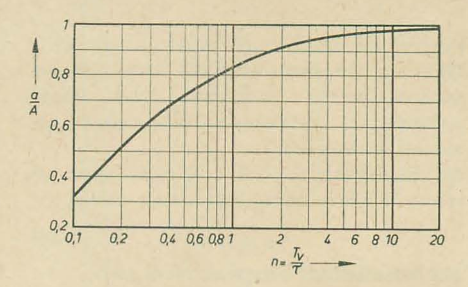


Bild 1: Relative Schwingamplitude eines Einzelkreises in Abhängigkeit von der normierten Verweilzeit $T_v = n\tau$

in Abhängigkeit von der normierten Verweilzeit $T_v = n \cdot \tau$.

Für $n \geqq 10$ wird die volle Amplitude in guter Näherung erreicht.

Einschwingzeit

Physikalisch richtiger erscheint es, die Bedingung für T_v und die sich daraus ergebende Grenze für die Wobbelmethode aus dem Einschwingverhalten, d. h. der Einschwingdauer des Meßobjekts, direkt abzuleiten. Die kleinstmögliche Verweilzeit wird durch die Einschwingdauer des Vierpols begrenzt. Die Kenntnis der praktisch gut zu erfassenden Frequenzcharakteristiken der Prüflinge reicht zum Beurteilen der Ausgleichsvorgänge bzw. des Einschwingverhaltens vollkommen aus. Bei einfachen Systemen mit wenig Energiespeichern sind die Verfahren, die aus der inversen Fourierdarstellung (Umkehrung der Darstellung der Zeitfunktion als Spektrum) oder aus der Laplacetransformation (Operatorenrechnung) einschließlich der Abwandlungssätze und des Entwicklungssatzes von Heaviside resultieren, bei der Berechnung derartiger Ausgleichsvorgänge gut brauchbar. Bei komplizierten Systemen, deren Amplitudengang aber gerade wobbeltechnisch häufig erfaßt werden soll, werden diese klassischen Methoden so umständlich und unübersichtlich, daß sie für die Praxis unbrauchbar werden. Daher benutzt man Näherungsverfahren, die in der „Systemtheorie" zusammengefaßt sind.

Systemtheoretisch läßt sich zeigen, daß bei symmetrischen Bandpaßsystemen die Einhüllende des Wechselstromvorganges durch die Schaltfunktion des äquivalenten Tiefpasses gegeben ist. Nach Küpfmüller [2] entspricht die Einhüllende des Wechselstromschaltvorganges in einem symmetrischen Schmalbandsystem beliebiger Dämpfungsverzerrung der Empfangsfunktion beim Gleichstromschaltvorgang in einem Tiefpaßsystem mit dem gleichen auf die Frequenz Null verschobenen Übertragungsfaktor und ist unabhängig von der Schaltphase. Man kann somit beim Herleiten der Einschwingzeit für ein Bandpaßsystem bzw.

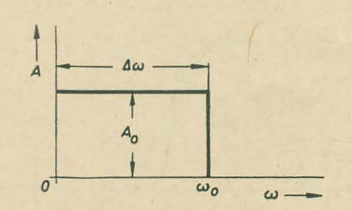


Bild 2: Frequenzkurve des Übertragungsfaktors eines idealen Tiefpaßsystems

Schwingkreis den Tiefpaß zugrunde legen. Für den einfachen Fall eines Tiefpasses soll folgender Übertragungsbereich gelten: $\omega = 0 \cdots \omega_0$. Schwingungen mit Frequenzen $\omega > \omega_0$ werden also nicht mit übertragen (Bild 2).

Ausgehend vom Fourier'schen Integral für die Sprungfunktion

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin\omega t}{\omega}\,d\omega \qquad (8)$$

erhält man als Übergangsfunktion für den Tiefpaß (ohne Berücksichtigung der konstanten Faktoren)

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\omega_0} \frac{\sin\omega(t - t_0)}{\omega}\,d\omega \qquad (9)$$

Das Integral kann man durch den sogenannten Integralsinus ausdrücken, der folgendermaßen definiert ist:

$$\mathrm{Si}x_0 = \int_0^{x_0} \frac{\sin x}{x}\,dx \qquad (10)$$

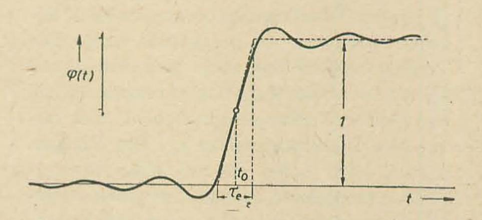


Bild 3: Schaltvorgang an einem idealen Tiefpaßsystem

Damit erhält man für $\varphi(t)$

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Si}\,[\omega_0(t - t_0)] \qquad (11)$$

Der Funktionsverlauf kann mit Tabellen der Funktion Si (Funktionentafeln von Jahnke und Emde) leicht dargestellt werden. Bild 3 zeigt den Verlauf von $\varphi(t)$.

Die Einschwingzeit ist durch die Tangente im Punkt der größten Steilheit der Übergangsfunktion bestimmt (Bild 3). Zur Berechnung von τ_e zieht man die Höhe des Einheitssprunges, die den Wert 1 besitzt, und den Winkel heran, der von der Zeitachse und der Tangente eingeschlossen wird. Der Tangens dieses Winkels entspricht aber der ersten Ableitung der Übergangsfunktion. Bezeichnet man den Winkel mit α, so ist

$$\tau_e = \frac{1}{\tan\alpha} = \frac{1}{d\varphi(t)/dt} \qquad (12)$$

Für die weiteren Rechnungsgänge muß die erste Ableitung der Übergangsfunktion gesucht werden.

Aus Gleichung (11) erhält man

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{\omega_0}{\pi} \cdot \frac{\sin\omega_0(t - t_0)}{\omega_0(t - t_0)} \qquad (13)$$

Für den Wert $t = t_0$ ergibt sich

$$\left.\frac{d\varphi(t)}{dt}\right|_{t = t_0} = \frac{\omega_0}{\pi} = 2 f_0 = \frac{1}{\tau_e}, \qquad (14)$$

so daß man hieraus die Einschwingzeit

$$\tau_e = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{1}{2 f_0} = \frac{1}{2\Delta f} \qquad (15)$$

erhält. Die Einschwingzeit hängt also nur von der Grenzfrequenz ab; sie ist umgekehrt proportional der Breite des Übertragungsfrequenzbereiches Δf. [Gleichung (15) hat z. B. in der Nachrichtentechnik große Bedeutung, da sie angibt, in welchem Maße die Schärfe der Zeichen durch die Einschränkung des Frequenzbereiches leidet].

Ein Tiefpaß mit einer oberen Grenzfrequenz von z. B. 500 Hz hat demnach eine Einschwingzeit von

$$\tau_e = \frac{1}{2 \cdot 500} \text{s} = 10^{-3} \text{s} = 1 \text{ms} \quad (16)$$

Eine zulässige Einschwingzeit von 1 μs würde einen Übertragungsfrequenzbereich von mindestens 500 kHz erfordern.

Die bisherigen Einschwingbetrachtungen gelten allerdings nur für Anregung mit einer Sprungfunktion und gehören nicht zum normalen Betriebsfall.

Den wobbeltechnisch interessanten Fall der Anregung mit einer Wechselgröße (Gleitfrequenz) erhält man, wenn der Sprung mit einer Dauerschwingung multipliziert wird. Man geht davon aus, daß auf ein ideales Tiefpaßsystem plötzlich eine Sinusschwingung mit der im Übertragungsfrequenzbereich liegenden Frequenz Ω geschaltet wird. Die Übertragungsfunktion setzt sich für diesen Fall aus zwei Schaltfunktionen zusammen, die zwar gleiche Endamplitude haben, aber verschiedene Einschwingzeiten τ_e. Die Erregerfunktion wird dabei als mit einer Sprungfunktion modulierte Trägerschwingung aufgefaßt. Demzufolge entstehen auch die Seitenfrequenzen $\Omega + \omega$, $\Omega - \omega$. Dabei entspricht dem Frequenzbereich zwischen 0 und ω_0 der modulierenden Schwingung ein Frequenzbereich zwischen $\Omega - \omega_0$ und $\Omega + \omega_0$ der modulierten Schwingung. Bei Unterdrückung aller Teilschwingungen einer plötzlich einsetzenden Wechselerregung, die außerhalb des Frequenzbereiches zwischen $\omega_1 = \Omega - \omega_0$ und $\omega_2 = \Omega + \omega_0$ liegen, ergibt sich nach Gleichung (15) eine Einschwingzeit

$$\tau_e = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{1}{\Delta f}, \quad (17)$$

wobei

$$\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1) \quad (18)$$

ist. Mit $\Delta f = 500$ Hz erhält man $\tau_e = 2$ ms.

Die Einschwingzeit bei Anregung mit einer Wechselgröße ist doppelt so groß wie bei Anregung mit einer Sprungfunktion (Gleichgröße), wenn der Durchlässigkeitsbereich der gleiche ist.

Die für den Tiefpaß abgeleiteten Gleichungen hinsichtlich Einschwingzeit können ohne weiteres auf symmetrische Schmalbandsysteme übertragen werden. Geht man dabei von der sprungförmigen Erregung des Tiefpasses aus, so muß man Δf durch $\frac{B}{2}$ ersetzen, andernfalls kann man mit $\Delta f = B$ Gleichung (17) direkt übernehmen. Das Einsetzen von $\frac{B}{2}$ für Δf in Gleichung (15) wird verständlich, wenn man daran denkt, daß beim Wechselstromvorgang auf jedes Seitenband nur die halbe Breite des Schmalbandsystems entfällt.

Faßt man den Schwingkreis als Schmalbandsystem der Übertragungsbandbreite B auf, so ergibt sich nach Gleichung (17), daß seine Einschwingzeit dem Wert der Bandbreite reziprok ist. Daher muß mindestens die Zeitspanne τ_e vergehen, wenn die Amplitude bei einschwingenden Tiefpässen oder Bandpaßsystemen (Schwingkreisen) richtig gemessen werden soll.

Als Bedingung für volles Einschwingen bei einem Wobbelvorgang erhält man daraus

$$T_v \geqq \tau_e \quad (19)$$

Bei periodischem Frequenzablauf gilt

$$\frac{F}{B} = \frac{T}{T_v} \quad (20)$$

Hierin sind F der Frequenz- bzw. Wobbelhub, B die Bandbreite (3-dB-Abfall), T die Frequenzablaufzeit und T_v die Verweilzeit.

Setzt man für $T_v = \tau_e = \frac{1}{B}$, so erhält man

$$B^2 = \frac{F}{T} \quad (21)$$

bzw.

$$B = \sqrt{\frac{F}{T}} \quad (22)$$

Soll ein System der Bandbreite B mit einem Wobbelgerät verzerrungsfrei untersucht bzw. gemessen werden, so ist ein ganz bestimmtes Verhältnis Wobbelhub zu Frequenzablaufzeit notwendig.

Weiterhin soll festgestellt werden, wie Bandpässe, deren Durchlaßkurven steilere Flanken besitzen, zu behandeln sind und wie hierzu die Bedingung für einwandfreie Wobbelung aussieht.

Bei derartigen Bandpässen tritt bei den wiedergegebenen Durchlaßkurven eine erkennbare Verformung schon bei wesentlich kleineren Ablaufgeschwindigkeiten bzw. größeren Verweilzeiten auf als bei den vorhergehenden Schmalbandsystemen. Bei diesen flankensteilen Filtern handelt es sich stets um mehrkreisige Systeme.

Von der Praxis der Meßtechnik ausgehend genügt es nicht, daß das System voll einschwingt, sondern es müssen auch die Filterflanken richtig abgebildet werden. Für Bandpässe gilt entsprechend der systemtheoretischen Ableitung ebenfalls Gleichung (17). Wählt man die Verweilzeit T_v gleich der Einschwingzeit τ_e, so wie es für Einzelkreise als Mindestforderung anzusehen war, schwingt das System zwar auf volle Amplitude ein, aber die steilen Flanken sind nicht aufgelöst. Dabei wird mehr oder weniger nur eine Kurve geschrieben, die der des Einzelkreises entspricht (Bild 4). Für exakte Auflösung muß T_v größer gewählt werden, d. h., es ist für die gleiche Bedingung nach Gleichung (17) eine kleinere Bandbreite $B' = K \cdot B$ mit $K < 1$ in Rechnung zu setzen. B' stellt die Bandbreite des Schmiegungskreises an die steilste Flanke der Durchlaßkurve des Bandpasses dar (die steilste Flanke des Bandpasses wird zu einer Resonanzkurve ergänzt, Bild 5). F/T muß nun dieser Bandbreite angepaßt sein, d. h., schwingt der Schmiegungskreis ohne Verformung ein, so ist eine unverfälschte Abbildung der Gesamtfilterkurve gewährleistet.

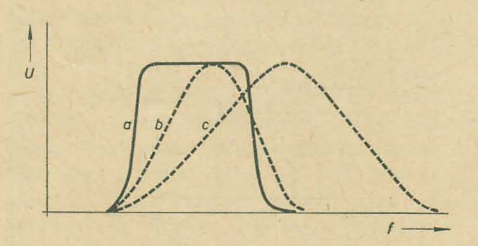


Bild 4: a) Bandfilterkurve; b, c) aufgenommen mit zu kleiner Verweilzeit ($T_{vc} < T_{vb} < T_{va}$)

Als Bedingung für verzerrungsfreie Wobbelung ergibt sich also bei Bandpässen

$$B' = \sqrt{\frac{F}{T}} \quad (23)$$

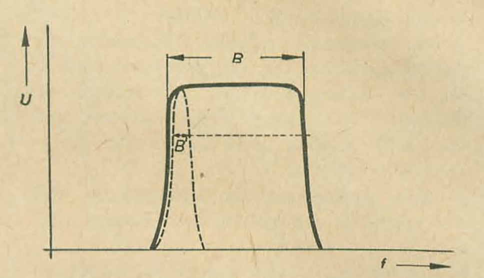


Bild 5: Bandfilterkurve mit Schmiegungskreis

und für die Verweilzeit

$$T_v' = \frac{1}{B'} \quad (24)$$

Wegen $B' < B$ ergibt sich eine größere Verweilzeit $T_v' > T_v$, bei der die Auflösung der Flanken der Bandpaßdurchlaßkurve gewährleistet ist.

Einführung in die Ortskurventheorie

HORST FREY

Die Zeigerdarstellung in der Gaußschen Zahlenebene

Eine komplexe Zahl $\mathfrak{Z} = a + jb$ wird in der Gaußschen Zahlenebene nach Bild 1 dargestellt. Hierin ist a der Real- und b der Imaginärteil der Zahl $\mathfrak{Z}$. $\mathfrak{Z}$ stellt nicht nur die komplexe Zahl dar, sondern ist gleichzeitig ein Punkt oder Vektor in der komplexen Zahlenebene. Die Länge des Vektors, also seinen Betrag $|\mathfrak{Z}|$, errechnet man, da ein rechtwinkliges Dreieck vorliegt, aus

$$|\mathfrak{Z}| = \sqrt{a^2 + b^2} \qquad (1)$$

Der Winkel φ, den $\mathfrak{Z}$ mit der reellen Achse bildet, ist

$$\tan \varphi = \frac{b}{a} \qquad (2)$$

Hierbei ist φ das Argument der komplexen Zahl $\mathfrak{Z}$.

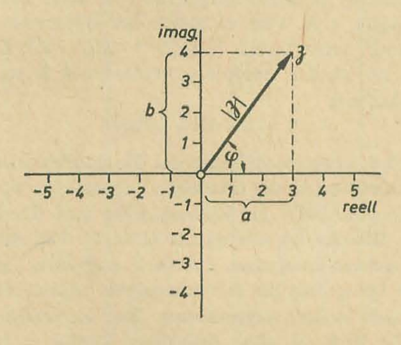


Bild 1: Darstellung einer komplexen Zahl in der Gaußschen Zahlenebene

Der Vektor $\mathfrak{Z}$ wird also in der komplexen Zahlenebene eindeutig durch den absoluten Betrag $|\mathfrak{Z}|$ (Länge des Vektors) und durch den Winkel φ festgelegt.

Die Darstellung der komplexen Zahl in den drei Hauptformen

Eine komplexe Zahl läßt sich in drei Hauptformen darstellen:

1. allgemeine Form

$$\mathfrak{Z} = a + jb \qquad (3)$$

2. trigonometrische Form

$$\mathfrak{Z} = |\mathfrak{Z}| \cos \varphi + j\,|\mathfrak{Z}| \sin \varphi \qquad (4)$$

3. Exponentialform

$$\mathfrak{Z} = |\mathfrak{Z}| \cdot e^{j\varphi} \qquad (5)$$

Die Umwandlung der allgemeinen Form in die trigonometrische Form läßt sich nach Bild 1 mit

$$\cos \varphi = \frac{a}{|\mathfrak{Z}|} \quad \text{und} \quad \sin \varphi = \frac{b}{|\mathfrak{Z}|}$$

leicht beweisen. Somit sind

$$a = |\mathfrak{Z}| \cos \varphi \quad \text{und} \quad b = |\mathfrak{Z}| \sin \varphi,$$

und weiterhin ist damit

$$\mathfrak{Z} = a + jb = |\mathfrak{Z}| \cos \varphi + j\,|\mathfrak{Z}| \sin \varphi = |\mathfrak{Z}| (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

Die weitere Umwandlung der komplexen Zahl in die Exponentialform geschieht mit der von Euler aufgestellten Beziehung:

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \qquad (6)$$

Das ergibt die komplexe Zahl

$$\mathfrak{Z} = a + jb = |\mathfrak{Z}| (\cos \varphi + j \sin \varphi) = |\mathfrak{Z}|\, e^{j\varphi}$$

Die Einheitsvektoren

Als Einheitsvektoren bezeichnet man Vektoren, deren absoluter Betrag die Größe 1 hat. Man erhält, wenn man die Exponentialform in die trigonometrische Form umwandelt und dabei für die Cosinus- und Sinusglieder die entsprechenden Zahlenwerte einsetzt, folgende Tabelle:

$$e^{j0} = +1$$
$$e^{j\frac{\pi}{2}} = +j$$
$$e^{j\pi} = -1 \qquad (7)$$
$$e^{j\frac{3\pi}{2}} = -j$$
$$e^{j2\pi} = +1$$

Analog erhält man für negative Winkel:

$$e^{j0} = +1$$
$$e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j$$
$$e^{-j\pi} = +1 \qquad (8)$$
$$e^{-j\frac{3\pi}{2}} = +j$$
$$e^{-j2\pi} = +1$$

Die konjugiert komplexen Zahlen

Zwei komplexe Zahlen nennt man zueinander konjugiert, wenn sie sich nur durch das Vorzeichen des Imaginärteiles unterscheiden:

$$\mathfrak{Z} = a + jb \quad \text{und} \quad \overline{\mathfrak{Z}}^{1)} = a - jb \qquad (9)$$

Aus (1) geht hervor, daß die absoluten Beträge von $\mathfrak{Z}$ und $\overline{\mathfrak{Z}}$ gleich sind:

$$|\mathfrak{Z}| = |\overline{\mathfrak{Z}}| = \sqrt{a^2 + b^2} \qquad (10)$$

Der Unterschied liegt in den verschiedenen Argumenten:

$$\tan \varphi = \frac{b}{a} \quad \text{und} \quad \tan \overline{\varphi} = -\frac{b}{a}$$

Das heißt, der konjugierte Vektor $\overline{\mathfrak{Z}}$ liegt spiegelbildlich in bezug auf die reelle Achse zum Vektor $\mathfrak{Z}$. Deshalb wird $\overline{\mathfrak{Z}}$ auch als Spiegelvektor bezeichnet. Er hat den gleichen Betrag, jedoch das entgegengesetzte Argument φ (Bild 2).

Die Inversion

Gegeben sei der Vektor

$$\mathfrak{Z} = |\mathfrak{Z}| \cdot e^{j\varphi}$$

Daraus ergibt sich der reziproke Vektor

$$\mathfrak{G} = \frac{1}{\mathfrak{Z}} = \frac{1}{|\mathfrak{Z}|\, e^{j\varphi}} = \frac{1}{|\mathfrak{Z}|} \cdot e^{-j\varphi} \qquad (11)$$

Der absolute Betrag des neuen Vektors $\mathfrak{G}$ ist gleich $\frac{1}{|\mathfrak{Z}|}$ und das Argument gleich $-\varphi$. Der Vektor $\mathfrak{G}$ liegt somit spiegelbildlich zum Vektor $\mathfrak{Z}$. Diese Beziehungen zwischen $\mathfrak{Z}$ und $\mathfrak{G}$ nennt man Inversion, d. h., die Vektoren $\mathfrak{Z}$ und $\mathfrak{G}$ sind zueinander invers (Bild 3). Die Länge von $\mathfrak{G}$ erhält man aus der sogenannten Polarenkonstruktion (Bild 4). Zuerst zeichnet man den zu $\mathfrak{Z}$ konjugierten Vektor $\overline{\mathfrak{Z}}$ und legt von dessen Endpunkt aus zwei Tangenten an den um den Inversionsmittelpunkt 0 gezoge-

---

[1]) Die konjugiert komplexe Zahl wird mit einem Dachstrich ($\overline{\mathfrak{Z}}$) bezeichnet!

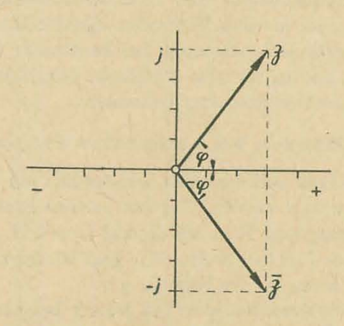


Bild 2: Die spiegelbildliche Lage des konjugierten Vektors $\overline{\mathfrak{Z}}$ zu $\mathfrak{Z}$

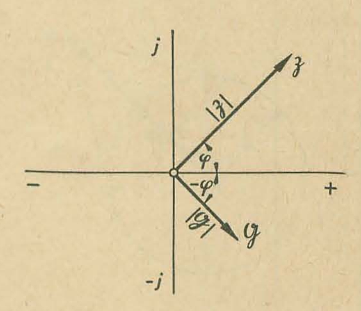


Bild 3: Darstellung des inversen Vektors $\mathfrak{G}$

nen Einheitskreis mit dem Radius r = 1. Dann verbindet man die beiden Berührungspunkte durch eine Gerade. Diese Verbindungslinie stellt die „Polare" in bezug auf den Punkt $\bar{\mathfrak{Z}}$ dar. Dort, wo die Verbindungslinie den Vektor $\bar{\mathfrak{Z}}$ schneidet, ist der Endpunkt des gesuchten inversen Vektors $\mathfrak{G}$. Hiermit wurde gezeigt, daß eine Gerade, die durch den Nullpunkt geht, bei ihrer Spiegelung am Einheitskreis wieder eine Gerade ergibt. Diese Feststellung bezeichnet man als den 1. Ortskurvensatz.

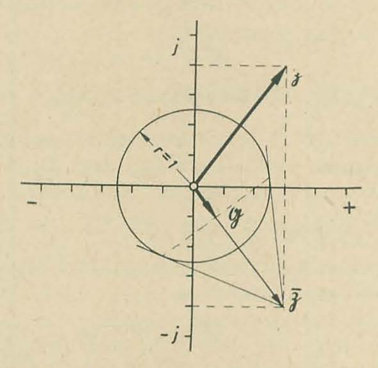


Bild 4: Die Polarenkonstruktion

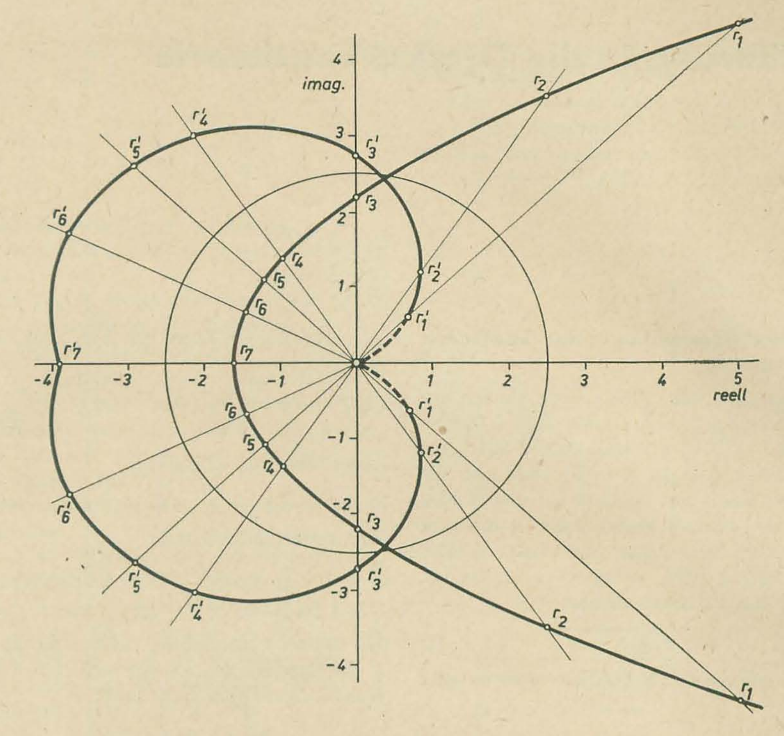


Bild 6: Spiegelung einer Kurve am Inversionskreis mit dem Radius r_0 = 2,5 cm

Zwei weitere Ortskurvensätze, auf deren Beweise hier verzichtet werden soll, lauten:
Eine Gerade, die nicht durch den Nullpunkt geht, ergibt bei ihrer Spiegelung einen Kreis, der durch den Nullpunkt geht.
Ein Kreis in der einen Ebene ergibt in der Spiegelung wieder einen Kreis.

Spiegelung einer Kurve an einem Kreis mit dem beliebigen Radius r_0

Die eben gezeigte Polarenkonstruktion ist auch an einem Kreis mit dem beliebigen Radius r_0 anwendbar. Bild 5 zeigt einen solchen Kreis mit dem Radius r_0 und in der Entfernung r den Punkt P. Durch Spiegelung des Punktes P am Kreis mittels der Polarenkonstruktion erhält man den Bildpunkt P'. Er liegt in einer Entfernung r' vom Nullpunkt. Mit dem Kathetensatz erhält man die Beziehung

$$r \cdot r' = r_0^2 \qquad (12)$$

Diese Beziehung nennt man das Gesetz der reziproken Radien. Soll nicht nur ein Punkt, sondern eine ganze Kurve am Kreis gespiegelt werden, so ist die Konstruktion nach der Beziehung $r \cdot r' = r_0^2$ besser geeignet als die Polarenkonstruktion. Man spiegelt also eine Kurve punktweise an einem Kreis mit dem beliebigen Radius r_0.

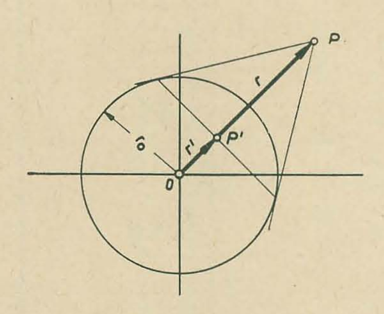


Bild 5: Konstruktion des Bildpunktes P'

Beispiel

Gegeben ist eine Kurve $y^2 = 3x + 5$ (Parabel), die an einem Kreis mit dem Radius r_0 = 2,5 cm gespiegelt werden soll.
Lösung: Zuerst wird durch Einsetzen von verschiedenen x-Werten in die Gleichung $y^2 = 3x + 5$ die Kurve sowie der Kreis mit dem Radius r_0 = 2,5 cm gezeichnet. Danach werden vom Mittelpunkt 0 aus verschiedene Strahlen gezogen, die die gezeichnete Parabel schneiden. Die Schnittpunkte der Strahlen mit der Parabel sind die Punkte $r_1 \cdots r_n$. Mit dem Gesetz der reziproken Radien $r \cdot r' = r_0^2$ erhält man die Bildpunkte $r_1' \cdots r_n'$. Im vorliegenden Beispiel wurden sieben Bildpunkte errechnet:

$$r_1' = \frac{r_0^2}{r_1} = \frac{6{,}25\ \text{cm}^2}{6{,}7\ \text{cm}} = 0{,}932\ \text{cm},$$

weiterhin sind r_2' = 1,45 cm; r_3' = 2,84 cm; r_4' = 3,67 cm; r_5' = 3,9 cm; r_6' = 4,16 cm; r_7' = 3,9 cm.
Verbindet man die Bildpunkte $r_1' \cdots r_7'$ oberhalb und unterhalb der reellen Achse, so erhält man die im Bild 6 dargestellte Kurve.

Die Ortskurven von Wechselstromschaltungen

Die bisherigen Ausführungen sollen nun auf die Grundschaltungen der Wechselstromtechnik angewandt werden. Im ersten Abschnitt werden grafisch Schaltungen bei konstanter Frequenz und im zweiten Abschnitt Schaltungen bei variabler Frequenz behandelt.

Schaltungen bei konstanter Frequenz

Hierzu soll zum besseren Verständnis ein Beispiel gezeigt werden. Gegeben sei eine Reihenschaltung von R = 500 Ω und L = 2 H. Die Frequenz ist f = 50 Hz. Wie groß ist der komplexe Leitwert der Schaltung?
Die Konstruktion wird bei diesem Beispiel so ausgeführt, daß nicht am Einheitskreis, sondern an einem Kreis mit dem Radius r_0 gespiegelt wird.
Zunächst ist ein entsprechender Maßstab festzulegen, z. B. 1 cm ≙ 200 Ω. Der Blindwiderstand beträgt $\omega L = 314\ s^{-1} \cdot 2\ H = 628\ \Omega$. Somit ist der komplexe Widerstand $\mathfrak{R}$ der Schaltung

$$\mathfrak{R} = 500\ \Omega + j\ 628\ \Omega$$

Unter Berücksichtigung des Maßstabes wird dieser Wert in die Gaußsche Zahlenebene eingetragen. $|\mathfrak{R}|$ des Widerstandes wird durch die Strecke $\overline{0\mathfrak{R}}$ dargestellt (Bild 7). Um den gesuchten komplexen Leitwert zu erhalten, ist die Spiegelung am Inversionskreis und an der reellen Achse vorzunehmen. Der Inversionskreis wird mit dem beliebigen Radius, z. B. r_0 = 2,5 cm, um den Inversionsmittelpunkt 0 geschlagen. Anschließend ist die bereits be-

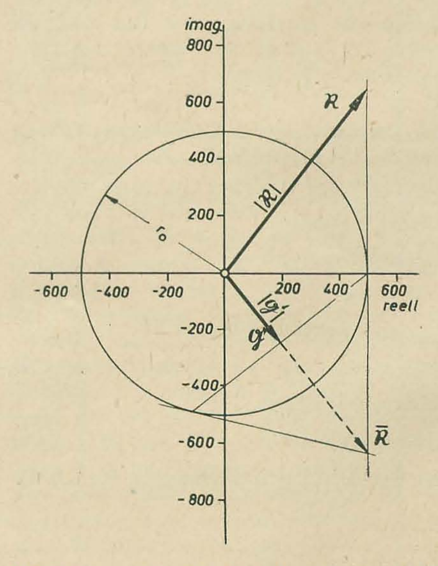


Bild 7: Konstruktion des komplexen Leitwertes $\mathfrak{G}$

schriebene Polarenkonstruktion und die Spiegelung an der reellen Achse vorzunehmen. Damit liegt der Wert $|\mathfrak{G}'|$ fest, der jedoch nicht dem wahren Wert $|\mathfrak{G}|$ entspricht, da durch $r_0 > 1$ eine Verschiebung der Bildpunkte eingetreten ist. Um zum Berechnen von $|\mathfrak{G}|$ die erforderliche Gleichung zu finden, geht man von dem konjugierten Wert von $|\overline{\mathfrak{G}}'|$ aus. Dieser liegt auf der Strecke $\overline{0\mathfrak{R}}$, ergibt sich also vor Spiegelung an der reellen Achse. Mit diesem Wert und den Angaben im Bild 5 sowie mit Gleichung (12) lassen sich folgende Analogien aufstellen:

$$r \triangleq |\mathfrak{R}| \quad \text{und} \quad r' \triangleq |\overline{\mathfrak{G}}'|$$

Nach dem Gesetz der reziproken Radien ist

$$|\mathfrak{R}| \cdot |\overline{\mathfrak{G}}'| \triangleq r_0^2,$$

woraus folgt

$$|\mathfrak{G}| = \frac{1}{|\mathfrak{R}|} \triangleq \frac{|\overline{\mathfrak{G}}'|}{r_0^2}$$

Da nach Zahlenwerten $|\overline{\mathfrak{G}}'| = |\mathfrak{G}'|$ ist, kann endgültig geschrieben werden

$$|\mathfrak{G}| \triangleq \frac{|\mathfrak{G}'|}{r_0^2} = \frac{\overline{0\mathfrak{G}'}}{r_0^2} \qquad (13)$$

Im Beispiel ist die konstruierte Strecke $\overline{0\mathfrak{G}'}$ 1,5 cm lang. Somit ergibt sich für $|\mathfrak{G}|$:

$$|\mathfrak{G}| \triangleq \frac{|\mathfrak{G}'|}{r_0^2} = \frac{1{,}5\ \text{cm}}{6{,}25\ \text{cm}^2}$$

Mit dem Maßstab 1 cm = 200 Ω errechnet sich

$$|\mathfrak{G}| \triangleq \frac{1{,}5\ \text{cm}}{6{,}25\ \text{cm}^2 \cdot 200\ \Omega/\text{cm}} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

Der Phasenwinkel ist abzulesen und beträgt $\varphi = -52{,}5°$. Der gesuchte Leitwert ergibt sich somit zu

$$\mathfrak{G} = |\mathfrak{G}| \cdot e^{j\varphi} = 1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-j52{,}5}$$

In diesem Abschnitt wurde gezeigt, daß sich bei konstanter Frequenz nur Punkte in der Gaußschen Zahlenebene ergeben. Man erkennt jedoch, daß sich bei ändernder Frequenz eine Vielzahl solcher Punkte ergeben müssen, die dann mit den Verbindungslinien die Ortskurve für die jeweilige Schaltung ergeben.

Schaltungen bei variabler Frequenz

Reihenschaltung von R und L

Der komplexe Widerstand der Reihenschaltung ist

$$\mathfrak{R} = R + j\omega L$$

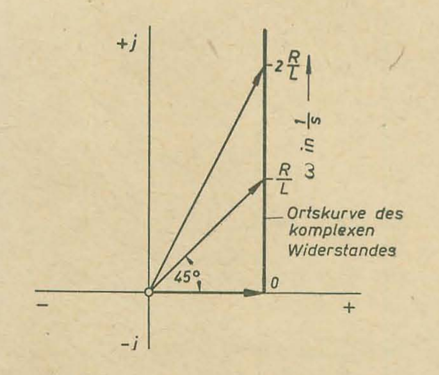


Bild 8: Konstruktion der Ortskurve des komplexen Widerstandes

Durch Ändern der Frequenz ω (Kreisfrequenz) ändert sich nur der Imaginärteil des komplexen Widerstandes. Trägt man die Werte für $\mathfrak{R}$ bei verschiedener Frequenz ω in die Gaußsche Zahlenebene ein, so ergibt sich eine einseitig begrenzte Gerade, die parallel zur imaginären Achse liegt (Bild 8). Diese Gerade stellt die Ortskurve des komplexen Widerstandes $\mathfrak{R}$ dar. Aus ihr ist bei verschiedenen Frequenzen sofort der jeweilige komplexe

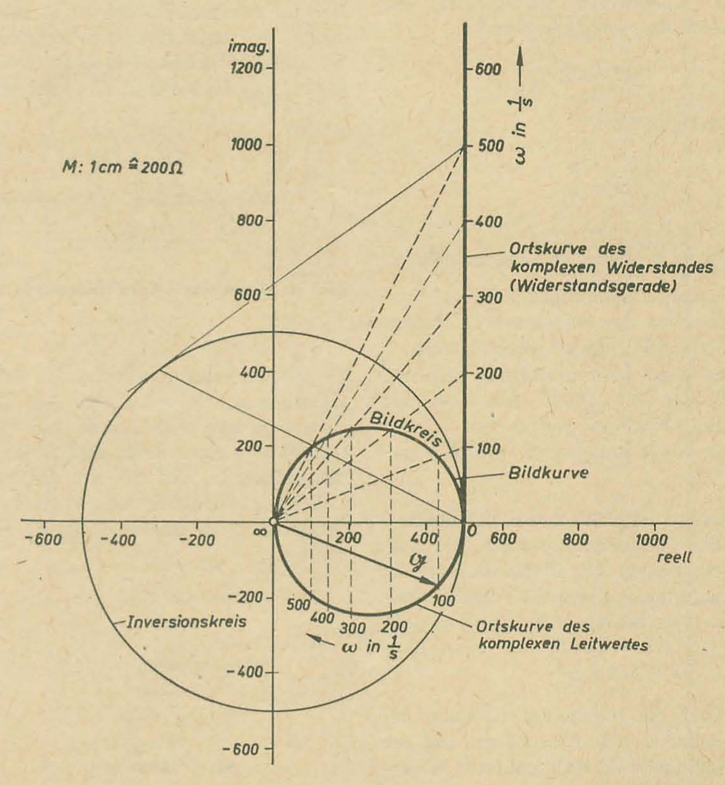


Bild 9: Konstruktion der Ortskurve für Widerstand und Leitwert bei Reihenschaltung von R und L

Schaltung	Ortskurve des komplexen Widerstandes	Ortskurve des komplexen Leitwertes
R, L (Reihe)	imag.; R; 0; ω in 1/s; reell	imag.; ∞; 1/R; 0; ω; reell
R, C (Reihe)	j; R; ∞; ω; -j; +	j; ω; 0; 1/R; ∞; +
R, L, C (Reihe)	j; R; ω₀; ω; -j; +	j; ω; 0; 1/R; ∞; ω₀; -j; +
R ∥ C	j; R; ∞; 0; ω; -j; +	j; ω; 1/R; 0; +
R ∥ L	j; ω; 0; R; ∞; +	j; 1/R; ∞; ω; -j; +
R ∥ L ∥ C	j; ω; 0; ∞; ω₀; -j; +	j; 1/R; ω₀; ω; -j; +

Bild 10: Zusammenstellung der Ortskurven einiger Grundschaltungen der Wechselstromtechnik (ω = 0 ··· ∞)

Widerstand zu erkennen. Die Ortskurve beginnt bei $\omega = 0$ und endet im Unendlichen. Die Einteilung auf der Ortskurve kann auf zwei Arten erfolgen. Einmal errechnet man verschiedene Werte für ωL und wählt einen entsprechenden Maßstab auf der Ortskurve, zum anderen kann man davon ausgehen, daß bei einem Phasenwinkel von $\varphi = 45°$ der Realteil gleich dem Imaginärteil ist:

$$\omega L = R$$

Somit ist bei $\varphi = 45°$:

$$\omega = \frac{R}{L}$$

Die Werte $2\frac{R}{L}$, $3\frac{R}{L}$, usw. werden dann linear auf der Ortskurve aufgetragen (Bild 8).

Die Konstruktion des komplexen Leitwertes soll wieder an einem Beispiel gezeigt werden. Gegeben ist eine Reihenschaltung mit den Schaltelementen $R = 500\ \Omega$ und $L = 2$ H; die Frequenz ändert sich von $0 \cdots \infty$.

Beim Lösen dieser Aufgabe ist wie folgt vorzugehen:

a) Konstruktion der Ortskurve des komplexen Widerstandes (Widerstandsgerade) wie vorstehend beschrieben. Die Maßeinteilung der Widerstandsgeraden geschieht durch Umrechnen bei verschiedenen Größen von ωL, z. B. ist bei $\omega L = 600\ \Omega$ der Wert von $\omega = 600\ \Omega/2\ \mathrm{H} = 300\ \mathrm{s}^{-1}$.

b) Einzeichnen des Inversionskreises mit beliebigem Radius r_0, z. B. $r_0 = 2{,}5$ cm und der Verbindungslinien vom Nullpunkt zur Widerstandsgeraden.

c) Verschiedene Punkte der Widerstandsgeraden werden am Inversionskreis mittels Polarenkonstruktion gespiegelt und ergeben durch die Verbindungslinie einen Halbkreis (Bildkreis) im I. Quadranten, der durch den Inversionsmittelpunkt geht (2. Ortskurvensatz).

d) Die Bildkurve wird nun an der reellen Achse gespiegelt, so daß sich als Ortskurve des komplexen Leitwertes ein Halbkreis im IV. Quadranten ergibt (3. Ortskurvensatz). Die Maßeinteilung auf dem Leitwertskreis erhält man durch Lotfällen vom Bildkreis aus. Die Konstruktion ist aus Bild 9 ersichtlich. Die Größe des Betrages des Leitwertes bei $\omega = 100\ \mathrm{s}^{-1}$ errechnet sich wie folgt: Die Strecke $\overline{0\mathfrak{G}}$ besitzt eine Länge von 2,25 cm. Aus dem Verhältnis

$$|\mathfrak{G}| \triangleq \frac{\overline{0\mathfrak{G}}}{r_0^2} = \frac{2{,}25\ \mathrm{cm}}{6{,}25\ \mathrm{cm}^2} \triangleq \frac{2{,}25\ \mathrm{cm}}{6{,}25\ \mathrm{cm}^2 \cdot 200\ \Omega/\mathrm{cm}}$$

ergibt sich die tatsächliche Größe von

$$|\mathfrak{G}| = 1{,}8 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S}$$

Der Winkel φ beträgt:

$$\varphi = -23°$$

Somit ist

$$\mathfrak{G} = 1{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-j23°}\ \mathrm{S}$$

Bei einer Reihenschaltung von R und C ergibt sich die gleiche Konstruktion der Ortskurven, nur daß hierbei die Ortskurve des Leitwertes im I. Quadranten liegt. Die Widerstandsgerade läuft parallel zur imaginären Achse von $-\infty \cdots 0$ (siehe Zusammenstellung im Bild 10).

Parallelschaltung von R und L

Bei der Parallelschaltung ist es zweckmäßig, zuerst die Ortskurve des komplexen Leitwertes zu zeichnen und dann die Ortskurve des komplexen Widerstandes. Somit ergibt sich

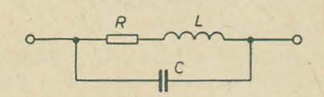


Bild 11: Kombinierte Schaltung aus R, L und C

die gleiche Konstruktion wie bei der Reihenschaltung von R und L, nur daß hierbei die Leitwertskurve eine Gerade und die Widerstandskurve einen Kreis ergibt (siehe Zusammenstellung im Bild 10). Aus der Zusammenstellung ist eindeutig die Wiederholung von Ortskurven bei dualen Schaltungen zu erkennen.

Tabelle 1

ω in $\frac{1}{\mathrm{s}}$	$\frac{1}{\omega C}$ in Ω	$\omega C \cdot r_0^2 \cdot 200$ in cm
100	5000	0,25
200	2500	0,50
300	1666	0,75
400	1250	1,00
500	1000	1,25
600	833	1,5

Kombinierte Schaltungen aus R, L und C

Hierzu soll wieder ein Beispiel zum besseren Verständnis dienen. Gegeben ist eine Reihenschaltung von $R = 500\ \Omega$ und $L = 2$ H, zu der eine Kapazität von $C = 2\ \mu$F parallel geschaltet ist (Bild 11). Gesucht ist die Ortskurve des komplexen Widerstandes.

Der Maßstab wird mit $1\ \mathrm{cm} = 200\ \Omega$ und $r_0 = 2{,}5$ cm festgelegt. Die Konstruktion ist wie folgt vorzunehmen:

a) Konstruktion der Ortskurven für den komplexen Widerstand und komplexen Leitwert, wie bereits bei der Reihenschaltung von R und L beschrieben.

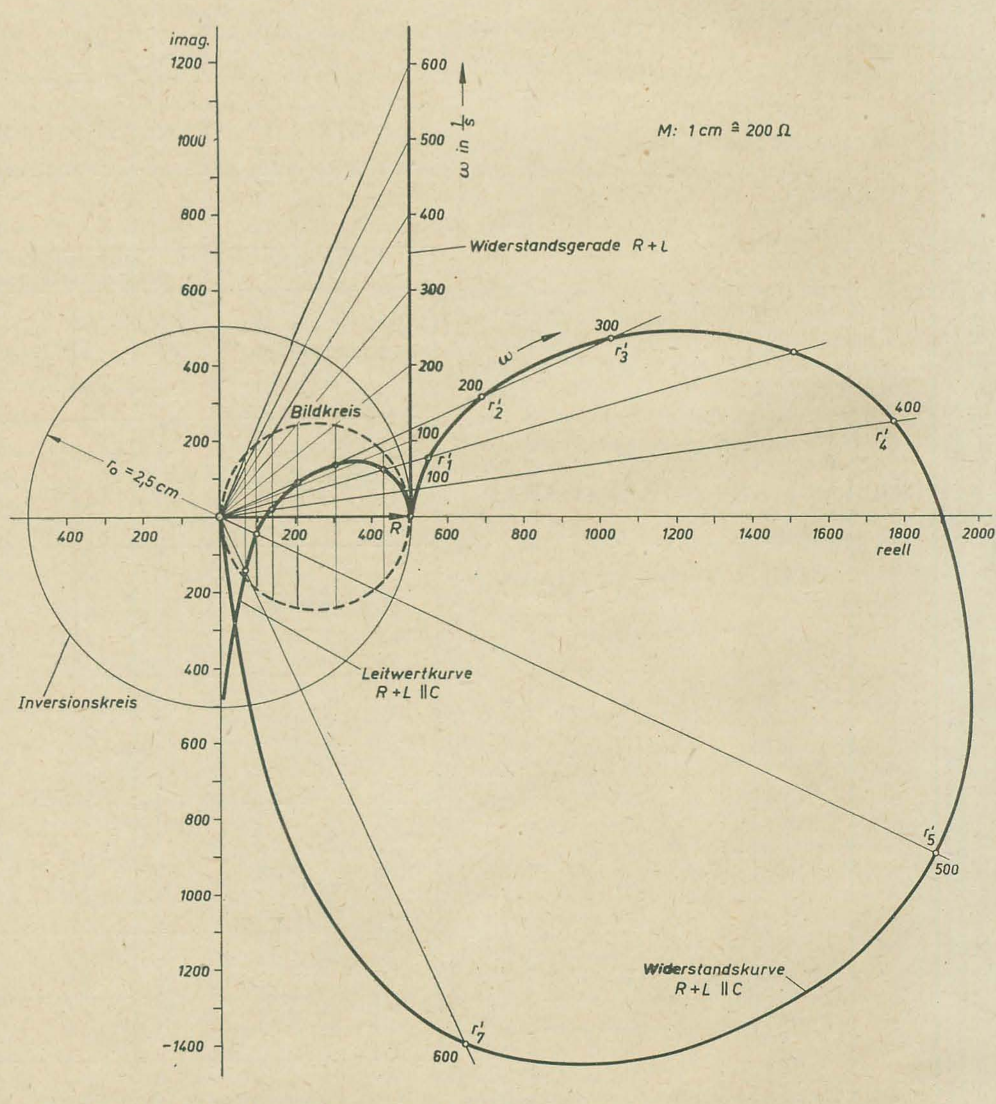


Bild 12: Ortskurve des komplexen Widerstandes der Schaltung nach Bild 11

b) Man errechnet für einige Frequenzen die kapazitiven Leitwertstrecken (Tabelle 1) und trägt diese vom Bildkreis senkrecht nach unten ab.

Die Berechnung der Leitwertstrecken geschieht folgendermaßen:

Für $\omega = 100\ s^{-1}$ ist

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{100 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 5000\ \Omega$$

Da diese Leitwertstrecke um den Betrag r_0^2 vergrößert wiedergegeben werden muß, beträgt diese Strecke

$$\omega C \cdot r_0^2 \cdot 200 = \frac{6{,}25 \cdot 200}{5000} = 0{,}25\ \text{cm}$$

c) Danach ist die Leitwertskurve am Inversionskreis mit dem Radius $r_0 = 2{,}5$ cm zu spiegeln. Man zieht vom Inversionsmittelpunkt aus verschiedene Strahlen, die die eben gezeichnete Leitwertskurve $(R + L \,||\, C)$ schneiden. Mit dem Gesetz der reziproken Radien (12) findet man die neuen Punkte r', die auf den gezeichneten Strahlen liegen (Bild 12). Nach (12) ist:

Tabelle 2

ω in $\frac{1}{s}$	r in cm	$r' = \frac{r_0^2}{r}$ in cm
100	2,2	2,84
200	1,65	3,79
300	1,1	5,68
400	0,7	8,91
500	0,6	10,40
600	0,8	7,8

$$r' = \frac{r_0^2}{r}$$

Bei $\omega = 100\ s^{-1}$ ist r = 2,2 cm und somit

$$r' = \frac{6{,}25\ \text{cm}^2}{2{,}2\ \text{cm}} = 2{,}84\ \text{cm}$$

Aus Tabelle 2 können die weiteren Werte für r und r' entnommen werden.

Zusammenfassung

Zu Beginn wurde die Darstellung der komplexen Zahl in der Gaußschen Zahlenebene gezeigt. Die Begriffe „Inversion", „Spiegelung" wurden anhand von Beispielen erläutert. Anschließend wurde die punktweise Konstruktion von Ortskurven einiger Grundschaltungen der Wechselstromtechnik beschrieben.

Diagramm zum Entwurf astabiler Transistormultivibratoren

Dipl.-Ing. DIETER KRESS

Beim Entwurf einer Schaltung muß man sich einen Überblick über den Zusammenhang zwischen den gewünschten Eigenschaften und den Größenordnungen der Bauelemente verschaffen. Da bei einem astabilen Multivibrator oft die Flankensteilheit der Ausgangsspannung vorgeschrieben ist, soll ein Diagramm entwickelt werden, das die bei tiefen Impulsfolgefrequenzen bestimmenden Größen unmittelbar abzulesen gestattet.

Bild 1 zeigt die hier betrachtete astabile Multivibratorschaltung. Die Ausgangsspannung, die zwischen Kollektor und Emitter des Transistors T_2 abgegriffen werden soll, kann bei unsachgemäßer Dimensionierung zwei wesentliche Abweichungen von der erwünschten Rechteckform zeigen:

1. Die Anstiegszeit der Flanke beim Ausschaltvorgang des Transistors ist unzulässig groß (Bild 2a).
2. Das Impulsdach weist eine Stufe auf (Bild 2b).

Beide Erscheinungen stehen in einem gewissen Zusammenhang, der im folgenden abgeleitet werden soll. Bei hinreichend niedriger Impulsfolgefrequenz kann die Anstiegszeit der zweiten Flanke (Einschaltvorgang) als vernachlässigbar klein gegenüber der anderen angenommen werden. Unter diesen Umständen läßt sich der Transistor in der Schaltung näherungsweise durch seine statischen Kenngrößen beschreiben. Es soll hier die symmetrische Schaltung betrachtet werden, so daß bei allen Gleichungen, in denen Größen aus Bild 1 vorkommen, die Indexziffern fortgelassen werden können. Die Halbperiodendauer T_h der Kippschwingung wird im wesentlichen durch den Ladevorgang des Kondensators C_1 über R_{B2} bei gesperrtem T_1 bzw. des Kondensators C_2 über R_{B1} bei gesperrtem T_2 bestimmt. Sie errechnet sich nach einer von Jackets [1] angegebenen Faustformel zu

$$T_h = 0{,}65 \cdot R_B C \qquad (1)$$

Nach jedem Kippen findet jedoch noch ein zweiter Ausgleichsvorgang statt: Bei gesperrtem T_2, wenn C_1 über R_{B2} geladen wird, lädt sich zugleich der Kondensator C_2 über R_{C2} und die niederohmige Basis von T_1.
Infolge dieses Ladevorganges kann beim Übergang in die Sperrphase die Spannung am Kollektor von T_2 nicht auf den Maximalwert springen, sondern steigt exponentiell mit der Zeitkonstanten $R_{C2} \cdot C_2$ an. Dieser Vorgang entspricht der flachen Flanke im Bild 2a. Die Anstiegszeit (Zeit, nach der die Kollektorspannung das 0,9fache ihres Endwertes erreicht hat) ergibt sich zu

$$t_a = R_C \cdot C \cdot \ln 10 \approx 2{,}3 \cdot R_C \cdot C \qquad (2)$$

Da meist die Anstiegszeit bezüglich der Halbperiodendauer interessiert, erhält man mit Gleichung (1)

$$\frac{t_a}{T_h} \approx 3{,}54 \frac{R_C}{R_B} \qquad (3)$$

Bei symmetrischem Aufbau der Schaltung ist die relative Anstiegszeit also unabhängig von C und damit von der Periodendauer. Bei dem eben beschriebenen Ausgleichsvorgang fließt der Ladestrom über die Basis des leitenden Transistors und addiert sich zu dem von R_B bestimmten stationären Basisstrom. (Unmittelbar nach dem Kippvorgang ist der Basisstrom also durch die Parallelschaltung $R_C \,||\, R_B$ bestimmt). Solange der Widerstand R_B klein genug ist, um im stationären Zustand den Transistor in der Sättigung zu halten, wirkt sich der veränderliche Basisstrom nur unwesentlich auf die Kollektorspannung am Transistor aus, die etwa gleich der Restspannung ist. Im anderen Falle kommt es zu der im Bild 2b sichtbaren Erscheinung, die auch zu einer Verschlechterung der Frequenz-

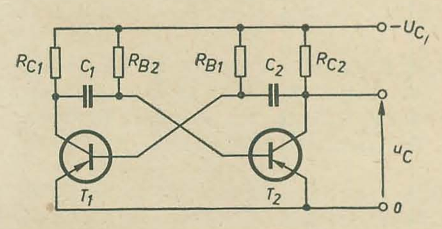


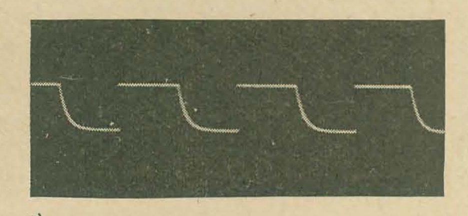
Bild 1: Astabiler Transistormultivibrator

konstanz führt. Am Anfang der Halbperiode ist der leitende Transistor gesättigt bis zu einem gewissen Ladezustand des Kondensators, dann wird der Arbeitspunkt entsprechend der Kondensatorladung in den durch die Schaltung bestimmten Punkt des Kennlinienfeldes gesteuert. Sättigung im stationären Zustand bedeutet aber Einhalten eines bestimmten von der Gleichstromverstärkung $\bar{\alpha}_E$ des Transistors im Knickpunkt abhängigen Verhältnisses R_C/R_B. Der Sättigungsstrom I_{Cs} beträgt

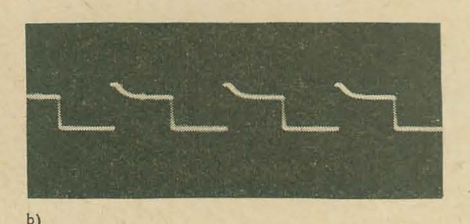
$$I_{Cs} \approx \frac{U_C}{R_C}$$

Die Bedingung für Sättigung lautet:

$$\bar{\alpha}_E \cdot I_B \geqq I_{Cs}$$



a)



b)

Bild 2: Oszillogramme einer Ausgangsspannung mit a) unzulässig großer Anstiegszeit, b) verzerrtem Impulsdach

und mit

$$I_B \approx \frac{U_C}{R_B}$$

ergibt sich

$$\frac{R_B}{R_C} \leqq \bar{\alpha}_E \qquad (4)$$

Bei vorgegebenem Maximalwert der relativen Anstiegszeit

$$\left(\frac{t_a}{T_h}\right)_{max}$$

muß das Verhältnis R_B/R_C damit folgende Ungleichung erfüllen:

$$\frac{3{,}54}{(t_a/T_h)_{max}} \leqq \frac{R_B}{R_C} \leqq \bar{\alpha}_E \qquad (5)$$

Aus der Ungleichung (5) geht auch hervor, daß die erreichbare Flankensteilheit von der Stromverstärkung bestimmt wird.

$$t_a/T_h \geqq \frac{3{,}54}{\bar{\alpha}_E}$$

Diese und weitere Betrachtungen findet man bei Jackets [1]. Es gibt Möglichkeiten, durch unsymmetrischen Schaltungsaufbau die Flankensteilheit an einem Transistor auf Kosten der Flankensteilheit am anderen Transistor zu verbessern [2] oder durch Vorschalten eines Basiswiderstandes den Basiszweig hochohmig zu machen, wodurch ein Sprung der Kollektorspannung erzwungen wird [3].

Ungleichung (5) soll Ausgangspunkt zum Entwurf eines Diagrammes sein. Dieses gestattet, die interessierenden Größen der symmetrischen Multivibratorschaltung, nämlich Kollektorstrom I_C (im eingeschalteten Zustand), Kollektorspannung U_C (Betriebsspannung), R_B, R_C, Stromverstärkungsfaktor $\bar{\alpha}_E$ (Gleichstromwert im Knickpunkt) und Flankensteilheit in eine übersichtliche Beziehung zu bringen. Ausgehend von den gewünschten bzw. gewählten Größen Kollektorstrom I_C und Kollektorspannung U_C läßt sich der erforderliche Kollektorwiderstand R_C aus einem Diagramm mit I_C und U_C als Koordinaten und einer Schar von Geraden mit R_C als Parameter ablesen.

Diese Diagramme werden besonders einfach, wenn man doppeltlogarithmische Darstellung verwendet.

Weiter kann man ein Diagramm mit R_B und R_C als Koordinaten entwerfen, das eine Geradenschar mit t_a/T_h als Parameter enthält, so daß, von R_C ausgehend, der einer bestimmten relativen Anstiegszeit entsprechende Basiswiderstand R_B ablesbar ist. Im gleichen Diagramm läßt sich aber auch eine Schar von Geraden auftragen, die gemäß der Sättigungsbedingung $\bar{\alpha}_E$-Parameter trägt. Damit ist zugleich festzustellen, welchen Mindestwert der Stromverstärkung $\bar{\alpha}_E$ die Transistoren besitzen müssen. Beide Diagramme kann man nun zu einem einzigen zusammenfassen, wie es im Bild 3 geschehen ist. Mit dem Rechenschieber als Maßstab oder geeignetem transparenten Logarithmenpapier lassen sich derartige Diagramme in kurzer Zeit selbst herstellen, wenn das hier vorgeschlagene die benötigten Zahlenwerte nicht enthält.

Es soll noch einmal bemerkt werden, daß die abgeleiteten Beziehungen eine hinreichend niedrige Impulsfolgefrequenz voraussetzen, d. h. Frequenzen, die weit unterhalb der Grenzfrequenz f_α des Transistors liegen. Andererseits ist auch eine vernünftige Wahl der Betriebsgrößen Kollektorstrom und -spannung nötig, da die dem Diagramm zugrunde liegenden Gleichungen weder den Kollektorreststrom noch die Restspannung berücksichtigen.

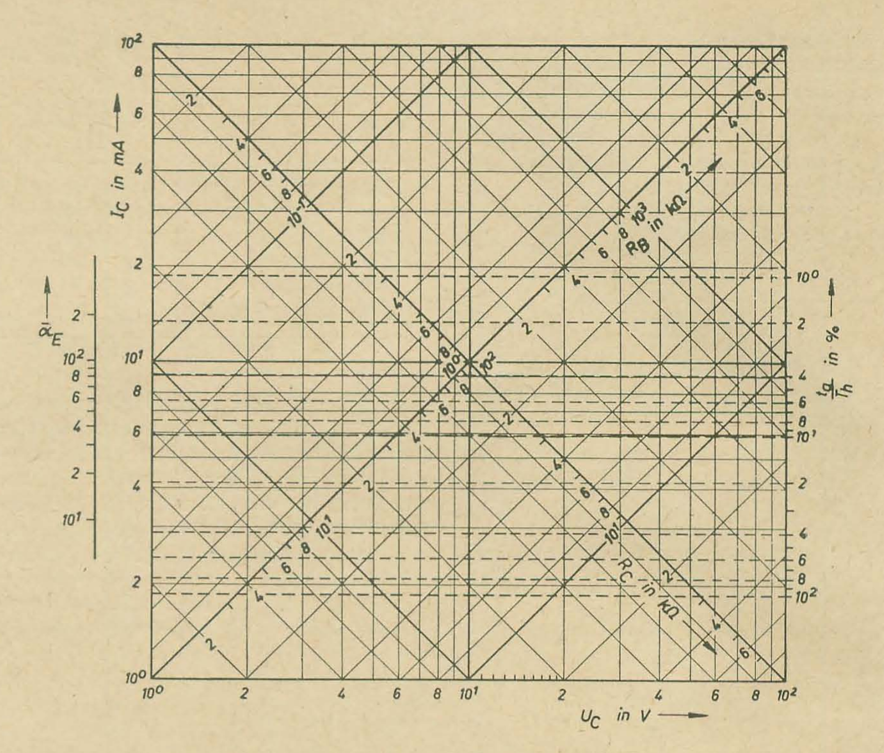


Bild 3: Entwurfsdiagramm für symmetrische, astabile Transistormultivibratoren

Messungen an Versuchsschaltungen mit den Transistoren OC 77 und OC 815 ergaben im Frequenzbereich bis zu einigen Kilohertz eine befriedigende Übereinstimmung der gemessenen relativen Anstiegszeiten mit den nach Gleichung (3) berechneten. Die Abweichungen streuten im Bereich von etwa ±10%.

Anwendungsbeispiel

Gegeben: Relative Anstiegszeit $t_a/T_h \triangleq 5\%$, Betriebsspannung (≈ Ausgangsspannung) $U_C = 12$ V, Kollektorstrom in eingeschaltetem Zustand $I_C = 60$ mA.

Lösung

Man sucht im I_C-U_C-Koordinatensystem den entsprechenden Punkt auf und findet dort eine Gerade, die an der R_C-Achse den Wert $R_C = 0{,}2$ kΩ trägt. Dann verfolgt man dieselbe Gerade weiter bis zum Schnittpunkt mit der waagerechten Geraden $t_a/T_h \triangleq 5\%$. Das Lot auf die R_B-Achse ergibt: $R_B \approx 15$ kΩ. Außerdem stellt man an der Skala $\bar{\alpha}_E$ fest, daß bei der gewünschten Anstiegszeit in jedem Falle nur Transistoren mit einem Gleichstromverstärkungsfaktor $\bar{\alpha}_E \geqq 70$ (im Knickpunkt) verwendbar sind.

Literatur

[1] A. E. Jackets: Multivibrator Circuits Using Junction Transistors; Electronic Engineering 5 (1956) S. 184 ··· 189

[2] A. E. Jackets: A Method for Sharpening the Output Waveform of Junction Transistor Multivibrator Circuits; Electronic Engineering 6 (1958) S. 371 ··· 374

[3] H.-J. Fischer: Hinweise für den Bau von Transistormultivibratoren; radio und fernsehen 2 (1959) S. 44 u. 45

Transistor-RC-Generator mit Wienbrücke

CLEMENS HÖRINGER

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Die Wiensche Brücke ist als frequenzbestimmendes Schaltglied für Niederfrequenzoszillatoren bekannt und wird mit gutem Erfolg in mit Röhren bestückten RC-Generatoren angewendet [1]. Durch gleichsinniges Ändern der C- oder R-Glieder dieser Brücke läßt sich die Frequenz über einen verhältnismäßig großen Bereich stufenweise oder kontinuierlich variieren. Das nachstehend beschriebene Gerät arbeitet mit Transistoren des Typs OC 816 und OC 821 und zeichnet sich durch gute Frequenzkonstanz und einen verhältnismäßig kleinen Klirrfaktor aus.

Allgemeines

Das Prinzipschaltbild eines Wienbrückengenerators zeigt Bild 1. Das Rückkopplungsnetzwerk besteht aus der Reihenschaltung R_1, C_1 und der Parallelschaltung R_2, C_2. Die Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_a$ des Verstärkers muß in Phase mit der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_e$ sein. Durch das Netzwerk wird die Ausgangsspannung in zwei Teilspannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ aufgeteilt, wobei $\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_e$ ist. Wird die Verstärkung durch den Verstärker V gleich oder größer der durch das Netzwerk bedingten Dämpfung, werden Schwingungen erzeugt. Außerdem muß die Phasenlage der Teilspannungen richtig sein, d. h. der Phasenwinkel zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ muß für eine bestimmte

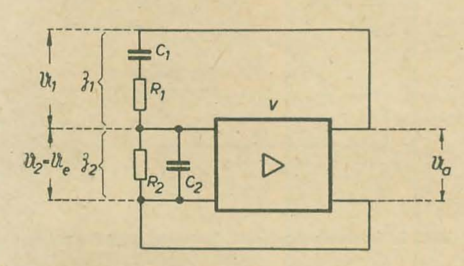


Bild 1: Prinzipschaltbild des Wienbrückengenerators

Frequenz — die Schwingfrequenz — Null sein.

Die Impedanz der Reihenschaltung R_1, C_1 ergibt sich zu

$$\mathfrak{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \tag{1}$$

und die der Parallelschaltung

$$\mathfrak{Z}_2 = \frac{R_2/j\omega C_2}{\frac{1}{j\omega C_2} + R_2} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} \tag{2}$$

Die Spannungen an diesen Impedanzen sind in Phase, wenn der Quotient $\mathfrak{Z}_1/\mathfrak{Z}_2$ reell ist. Damit folgt die Bedingung

$$j R_1 R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} = 0 \tag{3}$$

und

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{4}$$

Daraus erhält man die Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 \cdot C_1 C_2}} \tag{5}$$

Für $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ ergibt sich

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \tag{6}$$

Die Frequenz ändert sich also proportional $1/C$ im Gegensatz zu $1/\sqrt{C}$ beim LC-Generator. Für gleiche C-Variation ergibt sich also eine wesentlich größere Frequenzvariation.

Berechnung des Rückkopplungsfaktors

Aus der Definition des Rückkopplungsfaktors

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_a}$$

erhält man mit Bild 1

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2}$$

und nach Einsetzen und Umformung

$$\mathfrak{K} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + R_1 j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2}} \tag{7}$$

Daraus ergibt sich die kritische Verstärkung, bei der das Anschwingen des Oszillators einsetzt:

$$V_K = \frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_{a\,max}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \tag{8}$$

Für gleiche R- und C-Werte ($R_1 = R_2$ und $C_1 = C_2$) wird die kritische Verstärkung

$$V_K = 3$$

und der Realteil des Rückkopplungsfaktors

$$K = \frac{1}{V_K} = \frac{1}{3}$$

Zur Überstreichung eines größeren Frequenzbereiches kann man im Brückenglied z. B. umschaltbare Festkondensatoren und kontinuierlich veränderbare Widerstände (Potentiometer) vorsehen. Bei Verwendung logarithmischer Potentiometer erhält man dann einen annähernd linearen Zusammenhang zwischen Frequenz und Drehwinkel.

Schaltung mit Transistoren

Bei Verwendung von Transistoren als Verstärkerelemente in dieser Schaltung ergeben sich verschiedene Schwierigkeiten, die besonders durch den gegenüber einer Verstärkerröhre sehr niedrigen Eingangswiderstand der Transistoren bedingt sind. Dieser niedrige Eingangswiderstand belastet das Parallelglied der Wienbrücke unzulässig und erzeugt damit zusätzliche Phasendrehungen.

Da der Widerstand des Parallelgliedes im Basiskreis des ersten Transistors liegt, ändert sich mit der Veränderung dieses Widerstandes bei der Frequenzeinstellung die Basisspannung. Eine Arbeitspunktverschiebung und damit eventuelle zusätzliche Verzerrungen sind die weitere Folge.

Weiter belastet auch der niederohmige Eingang des zweiten Transistors den Kollektorwiderstand des ersten Transistors und dies führt besonders bei niedrigen Frequenzen zu einem Verstärkungsabfall und zu weiteren Phasendrehungen.

Zum Schluß können noch die starke Temperaturabhängigkeit und die Exemplarstreuung der verwendeten Transistoren eine einwandfreie Funktion des Gerätes störend beeinflussen.

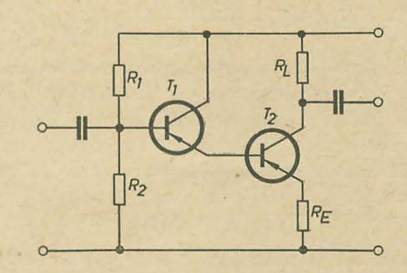


Bild 2: Eingangsstufe des Verstärkers

Durch besondere Schaltmaßnahmen lassen sich aber diese Nachteile der Transistoranwendung im Wienbrückenoszillator weitgehend verringern und die Leistungsfähigkeit eines entsprechenden Röhrengerätes fast erreichen. Nur hinsichtlich der Frequenzkonstanz und der nutzbaren Ausgangsleistung ist die Transistorschaltung nicht ganz so günstig.

Auch wird man einen etwas höheren Klirrfaktor in Kauf nehmen müssen.

Die wichtigste Maßnahme bei Verwendung von Transistoren in dieser Schaltung ist die Vergrößerung des Eingangswiderstandes des Verstärkers auf etwa 500 kΩ. Dieser hohe Eingangswiderstand läßt sich weder durch eine Gegenkopplung noch durch eine Kollektorbasisstufe wirtschaftlich realisieren. Am günstigsten erscheint eine Kombination einer Kollektorbasisstufe im Eingang mit einer nachfolgenden stark gegengekoppelten Emitterstufe (Bild 2). Durch den nicht mit einem Kondensator überbrückten Emitterwiderstand R_E erhält man eine Spannungsgegenkopplung mit dem Gegenkopplungsfaktor

$$p = \frac{V_u}{V_u'} = 1 + R_E \frac{1 + h_{21e} + R_L \cdot h_{22e}}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} \qquad (9)$$

Darin bedeuten:

V_u die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung

V_u' die Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung

R_L den Lastwiderstand und

Δh_e die Determinante $h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e}$

Nachdem $R_L \cdot h_{22e} \ll h_{21e}$ und $h_{21e} \gg 1$, kann man angenähert setzen

$$p = 1 + \frac{R_E \cdot h_{21e}}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_e} \qquad (10)$$

Um diesen Gegenkopplungsfaktor erhöht sich der Eingangswiderstand der Emitterstufe und, da dieser als Lastwiderstand R_L' der Kollektorbasisstufe wirksam ist, auch der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung nach der Beziehung

$$R_e \approx R_L' (1 + h_{21e}) \qquad (11)$$

Durch die direkte Verbindung des Emitters von T_1 mit der Basis von T_2 wird der nachteilige Einfluß des Koppelkondensators zwischen den Transistoren bei den tiefen Frequenzen beseitigt. Weitere Vorteile dieser Schaltung sind die Linearisierung der Arbeitskennlinie der Transistoren und die Erhöhung der Temperaturstabilität.

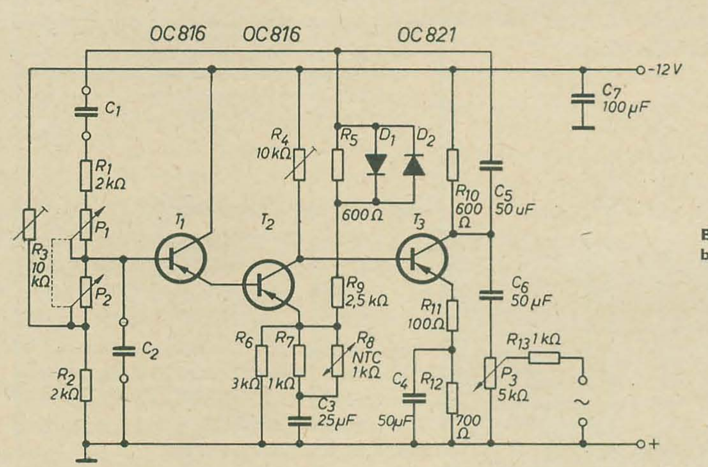


Bild 3: Gesamtschaltbild

Begrenzung der Schwingungsamplitude

Besonders zu beachten ist die Begrenzung der Schwingungsamplitude, damit sich die Schwingungen nicht hochschaukeln und zu Kippschwingungen entarten. Während beim Röhrenoszillator der dann einsetzende Gitterstrom den Kreis bedämpft und die mit wachsender Aussteuerung abnehmende Steilheit die Amplitude begrenzt, wird in der Transistorschaltung mit zunehmender Aussteuerung der Eingangswiderstand kleiner. Die Bedämpfung des frequenzbestimmenden Gliedes begrenzt die Amplitude. Damit wird aber die Sinusform der erzeugten Schwingung beeinflußt, d. h. mit wachsender Amplitude werden die nichtlinearen Verzerrungen größer. Es empfiehlt sich daher, den Eingangswiderstand hinreichend groß zu wählen und die Amplitudenbegrenzung durch spannungsabhängige Schaltelemente im Gegenkopplungszweig vorzunehmen. Als amplitudenabhängige Schaltelemente eignen sich z. B. Heiß- und Kaltleiter oder Diodenpaare. Infolge der nichtlinearen Kennlinien dieser Schaltelemente ist auch hier mit einer geringen Zunahme der Kurvenverzerrung zu rechnen.

Die besten Ergebnisse erhält man mit der „quasilinearen" Amplitudenstabilisierung, bei der der Verstärkungsgrad eines linearen Verstärkers durch Steuerung von der Ausgangsspannung her einen von ihrer mittleren Amplitude abhängigen Wert erhält.

Schaltung des Wienbrückenoszillators

Das Schaltbild eines nach den aufgeführten Gesichtspunkten aufgebauten Tonfrequenzgenerators mit Wienbrücke zeigt Bild 3. Durch umschaltbare Festkondensatoren C_1, C_2 des Wienbrückengliedes wird in sechs sich überlappenden Bereichen ein Frequenzumfang von 20 Hz ··· 30 kHz erfaßt. Innerhalb der einzelnen Bereiche mit einer Frequenzvariation von etwa 1 : 5 erfolgt die Abstimmung durch mechanisch miteinander gekoppelte Potentiometer P_1, P_2 mit logarithmischem Widerstandsverlauf. Infolge des hohen Eingangswiderstandes des ersten Transistors T_1 wird sein Basisstrom beim Verstellen der Potentiometer nur unwesentlich beeinflußt.

Besondere Schaltmaßnahmen wurden zur Stabilisierung der Amplitude und der Frequenz angewendet. In die Gegenkopplungsleitung zum Transistor T_2 wurde ein nichtlineares Glied, bestehend aus zwei antiparallel

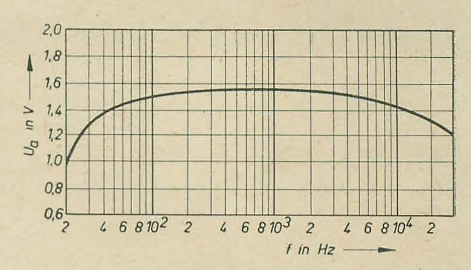


Bild 4: Ausgangsspannung als Funktion der Frequenz

geschalteten Dioden D_1 und D_2, eingeschaltet. Ihr Widerstand ist im Verhältnis zu den übrigen Widerständen im Gegenkopplungszweig sehr groß, solange nur eine niedrige NF-Spannung an ihnen abfällt. Die Gegenkopplung ist dann ein Minimum, das durch den Widerstand R_5 bestimmt wird. Erreicht beim Anschwingen des Oszillators der Spannungsabfall an den Dioden einen Wert von etwa 0,2 V, sinkt der Diodenwiderstand auf einige Ohm ab und die Gegenkopplung wird ein Maximum. Der damit einsetzende Verstärkungsabfall begrenzt die Amplitude. Die nichtlinearen Diodenkennlinien verursachen eine geringe Verzerrung der Kurvenform, die um so stärker wird, je größer der Widerstand R_5 gewählt wird. Mit $R_5 = 600\ \Omega$ wurde ein guter Kompromiß zwischen Regelbereich und Klirrfaktor ermittelt.

Ein zum Emitterwiderstand des Transistors T_2 parallel liegender NTC-Widerstand dient besonders zur Temperaturstabilisierung. Seine

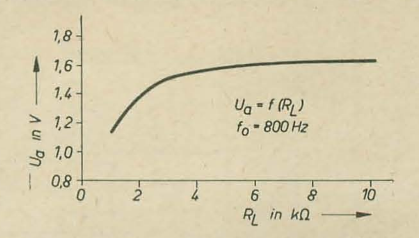


Bild 5: Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung

mit der Außentemperatur laufende negative Widerstandsänderung beeinflußt die wirksame Gegenkopplung im Sinne einer Stabilisierung von Amplitude und Frequenz. Der Widerstand R_7 dient zur Anpassung der Regelkurve.

Ermittlung des Eingangswiderstandes

Zur Bestimmung des Eingangswiderstandes des gesamten Verstärkers geht man vom Transistor T_3 aus. Bei einem Arbeitspunkt von $U_{CE} = 5$ V, $I_C = 4$ mA ergibt sich mit den im Schaltbild angegebenen Werten ein Eingangswiderstand von $r_{e1} = 5$ kΩ (Gegenkopplungsfaktor $p = 5$). Mit diesem Wert, der als Teil des Lastwiderstandes von Transistor T_2 wirksam ist, erhält man bei einem Arbeitspunkt des Transistors T_2 von $U_{CE} = 2$ V und $I_C = 1$ mA in der zweiten Stufe einen Gegenkopplungsfaktor von $p = 7$ und einen Eingangswiderstand von $r_{e2} = 13$ kΩ. Dieser Widerstand wirkt nach der Schaltung als

Lastwiderstand R_L der Kollektorbasisstufe mit dem Transistor T_1. Bei einem Stromverstärkungsfaktor $h_{21e} = 40$ erhält man dann nach

$$r_{e3} \approx R_L (1 + h_{21e})$$

den Eingangswiderstand des gesamten Verstärkers zu

$$R_e = r_{e3} \approx 530 \text{ k}\Omega.$$

Damit ist die vorher gestellte Forderung $R_e \geqq 500$ kΩ erfüllt.

Diskussion der Meßwerte

An einem nach dem Schaltbild Bild 3 aufgebauten Mustergerät mit umschaltbaren Festkondensatoren C_1, C_2 und Doppelpotentiometer P_1, P_2 (2×10 kΩ log.) wurden folgende technische Daten gemessen:

Batteriespannung	$U_0 = 12$ V
Aufgenommener Strom	$I_{ges} = 7$ mA
Ausgangsspannung im Mittel	$U_a = 1{,}4$ V

Frequenzbereiche

		$C_1 = C_2 = C$
I	20 ··· 100 Hz	0,8 μF
II	80 ··· 400 Hz	0,18 μF
III	200 ··· 1000 Hz	0,07 μF
IV	800 ··· 4000 Hz	17 nF
V	2000 ··· 10000 Hz	6,4 nF
VI	8000 ··· 30000 Hz	1,35 nF

Die Aufteilung der Frequenzbereiche zeigt eine starke Überlappung und läßt die Verwendung von nur zwei Skalenteilungen zu.

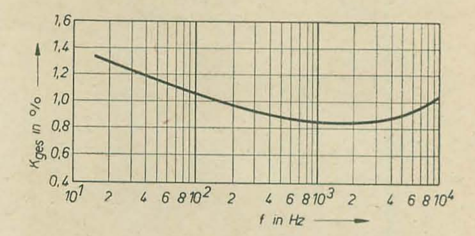


Bild 6: Klirrfaktor als Funktion der Frequenz

Eine Ausnahme bildet der letzte Bereich, da bei den kleinen Brückenkapazitäten der Einfluß der Transistoreingangskapazität eine Einengung des Frequenzbereiches verursacht.

Ausgangsspannung

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Frequenz zeigt Bild 4. Mit Ausnahme der Bereiche I (20 ··· 100 Hz) und VI (8000 bis 30000 Hz) ändert sich die Ausgangsspannung mit der Frequenz maximal um 0,1 V ≙ 7% der mittleren Ausgangsspannung von 1,4 V. Bei tieferen Frequenzen bewirkt das dann ungünstige Spannungsteilerverhältnis den Abfall der Spannung, während bei hohen Frequenzen der Einfluß der Transistoreingangskapazität wirksam wird.

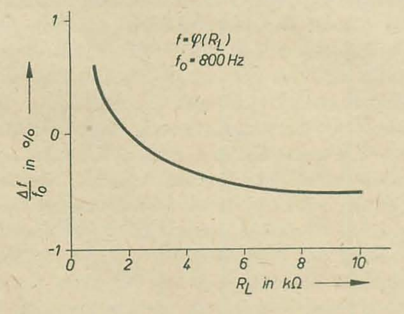


Bild 7: Lastabhängigkeit der Frequenz

Der Einfluß der Größe des Lastwiderstandes R_L auf die Ausgangsspannung ist im Bild 5 dargestellt. Mit kleinerer Belastung, d. h. mit größerem Lastwiderstand, nimmt die Ausgangsspannung erwartungsgemäß zu, und zwar zwischen $R_L = 2$ kΩ bis 10 kΩ um 0,2 V ≙ 14%.

Klirrfaktor

Bild 6 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors K_{ges} von der Frequenz. Als mittlerer Wert läßt sich daraus $K_{ges} = 1\%$ ablesen. Die mit der Frequenz leicht fallende Tendenz des Klirrfaktors ist auf die mit zunehmender Frequenz kleinere Aussteuerung des Verstärkers zurückzuführen.

Frequenzabhängigkeit

Infolge der Rückwirkung der Transistoren tritt eine Frequenzänderung bei Änderung des Lastwiderstandes ein. Bild 7 zeigt, daß dies nur bei kleinen Lastwiderständen ($R_L < 2$ kΩ) wesentlich in Erscheinung tritt. Bei $R_L = 2$ kΩ ergibt eine Lastwiderstandsänderung von ±10% eine Frequenzänderung von

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \mp 0{,}8\ ‰,$$

während bei $R_L = 5$ kΩ dieselbe prozentuale Widerstandsänderung nur eine Frequenzänderung von

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \mp 0{,}2\ ‰,$$

hervorruft.

Temperaturabhängigkeit

Die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur läßt Bild 8 erkennen. In dem untersuchten Temperaturintervall von 18 ··· 40 °C nimmt diese Abhängigkeit mit steigender Temperatur zu, und zwar von

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -0{,}1\ ‰/°\text{C} \quad \text{bei } t = 20\ °\text{C}$$

bis

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -0{,}2\ ‰/°\text{C} \quad \text{bei } t = 40\ °\text{C}$$

Bei Berücksichtigung der starken Temperaturabhängigkeit der Transistorkenndaten zeigt dieses Ergebnis die gute Wirkung der Stabilisierungsmaßnahmen.

Änderungen der Batteriespannung bedingen eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Transistoren und damit auch eine Änderung der Oszillatorfrequenz. Bild 9 zeigt diese Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz, die hier mit dem Mittelwert

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 1\ ‰/\text{V}$$

verhältnismäßig klein ist.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde die Anwendung von Transistoren im Wienbrückengenerator behandelt. Im besonderen wurde ein in sechs Bereichen durchstimmbarer Generator mit Wienbrückenschaltung näher untersucht und eine praktisch ausgeführte Schaltung durchgemessen.

Die erzielten Ergebnisse zeigen, daß NF-Transistoren (OC 816 und OC 821) mit gutem Erfolg auch in Meßgeräteschaltungen verwendet werden können, wobei den äquivalenten Röhrenschaltungen gegenüber durchaus vergleichbare Ergebnisse erzielt werden. So wird z. B. für den RC-Generator Typ GF 2 von Clamann & Grahnert, Dresden, ein mittlerer Klirrfaktor von K = 1% bei einer Ausgangsspannung von 1 V angegeben. Der hier untersuchte RC-Generator mit Transistoren weist einen mittleren Klirrfaktor von K = 1% bei einer Ausgangsspannung von 1,2 V auf, wobei der Aufwand für das Röhrengerät, dessen Leistungsbedarf, Gewicht und Raumbedarf ungleich größer sind.

Auch die etwas größere Stabilität des Röhrengerätes kann mit einem etwas größeren Aufwand an Schaltelementen vom Transistorgerät erreicht werden.

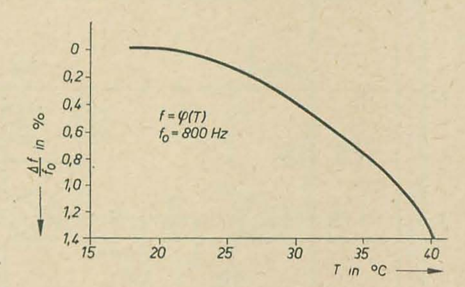


Bild 8: Temperaturabhängigkeit der Frequenz

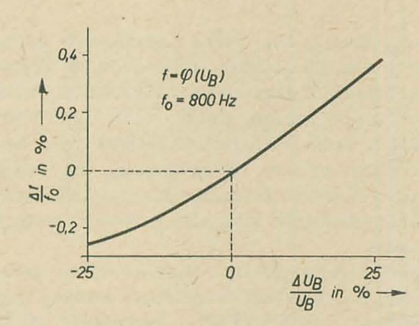


Bild 9: Abhängigkeit der Frequenz von der Speisespannung

Literatur

[1] H. Hesse: Brückenstabilisierter RC-Generator mit Wienbrücke als frequenzbestimmender Schaltungsteil; Deutsche Funktechnik 2 (1953) S. 48 ··· 52

[2] R. J. Paul: Die Anschwingbedingungen von Transistor-Oszillatoren; Nachrichtentechnik 3 (1958) S. 109

[3] I. Veit: Der halbleiterstabilisierte Wienbrückengenerator; radio und fernsehen 6 (1961) S. 189 ··· 192

[4] H. E. Hollmann: Phasenschieber oder RC-Generatoren; Elektrotechnik 5 (1947) S. 129 ··· 138

[5] Transistorized Wienbridge oscillator; Wireless World Bd. 66 (1960) Nr. 8 S. 386 bis 390

[6] H. Lennartz u. W. Taeger: Transistor-Schaltungstechnik, Funktechnik 8 (1959)

Ein Pegelkontrollgerät für Transistor-NF-Verstärkeranlagen zum Selbstbau

HAGEN JAKUBASCHK

Allgemeines

Bei umfangreicheren Transistorverstärkern, transistorbestückten Übertragungsanlagen usw. ist wie bei jeder herkömmlichen NF-Anlage eine Pegelkontrollvorrichtung erforderlich. Konstruktiv stoßen die herkömmlichen Methoden hier jedoch auf Schwierigkeiten. Eine Meßgerätanzeige ist nicht immer günstig, da Meßwerke mit der nötigen Empfindlichkeit teuer, stoßempfindlich und oft auch schon zu groß für in Kleinstbauweise ausgeführte Geräte sind. Die einfachen und bei Röhrengeräten oft zweckmäßigen Methoden der Verwendung eines Magischen Auges oder einer Glimmlampe als Anzeigeorgan stoßen schaltungstechnisch auf Schwierigkeiten, da die für ihren Betrieb erforderliche relativ hohe Spannung den zusätzlichen Aufwand eines Transverters erfordert, der wieder Platz beansprucht und zu Störungen durch seine Oberwellen führen kann. Weiterhin benötigen diese Anzeigeorgane eine NF-Spannung, die meist schon über der Betriebsspannung von Transistorverstärkern liegt, also hier nicht verfügbar ist.

Das im folgenden beschriebene kleine Kontrollgerät, dem ein Schaltungsvorschlag von Siemens zugrundeliegt, vermeidet diese Schwierigkeiten. Es wurde mit Bauteilen aus der DDR-Fertigung speziell für die bereits in radio und fernsehen 24 (1961) beschriebene Transistor-Mikrofonübertragungsanlage in Kleinstausführung als Zubehör entwickelt. Als Anzeigeorgan dient dabei eine einfache kleine Glühlampe, die bei Erreichen des Sollpegels rhythmisch aufblinkt. Durch die Eigenart der Schaltung werden bereits kurze Spannungsspitzen, die den Sollpegel erreichen oder übersteigen, durch ein zeitlich gedehntes Aufblinken der Lampe deutlich registriert.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gerätes. Es ist mit drei Transistoren und einer Germaniumdiode sowie der Anzeigelampe bestückt. Die Schaltung kann, wie noch erläutert wird, bei Inkaufnahme einiger Nachteile weiter vereinfacht werden, wobei T_1 entfällt.

Das Problem bei der Verwendung einer Lampe als Anzeigeorgan liegt in der Überwindung ihrer Anzeigeträgheit, damit auch kurze Spannungsspitzen registriert werden sowie in der Einhaltung eines genauen Sollwertes für die Ansprechschwelle. Hieraus ergibt sich, daß die Lampe nur zwei Schaltzustände Ein/Aus kennen darf; eine einfache Gleichrichtung der NF und Steuerung eines den Lampenstrom beeinflussenden Transistors mit der Richtgleichspannung ist also unzureichend.

Das Problem läßt sich mit einem monostabilen Multivibrator lösen, der mit den Transistoren T_2 und T_3 arbeitet. Im Ruhezustand ist T_2 durchgesteuert, T_3 demzufolge gesperrt und Lampe La, die im Kollektorstromkreis von T_3 liegt, stromlos. Die Diode D_1 ist in Durchlaßrichtung vorgespannt (mit dem Wert der Basis-Emittervorspannung von T_2). Sobald die an R_1 auftretende NF-Spannung diesen Wert übersteigt (etwa 200 ··· 300 mV), wird durch die Richtspannung der dann wirksam werdenden Diode das Basispotential von T_2 in positiver Richtung verschoben. Damit steigt das Kollektorpotential an T_2, und T_3 wird geöffnet. Der Kollektorpotentialsprung von T_3 wird über C_2 und R_4 zur Basis von T_2 rückgekoppelt, führt dort zur völligen Sperrung und demgemäß zur vollen Durchsteuerung von T_3. Der Multivibrator kippt in die instabile Lage um, La brennt.

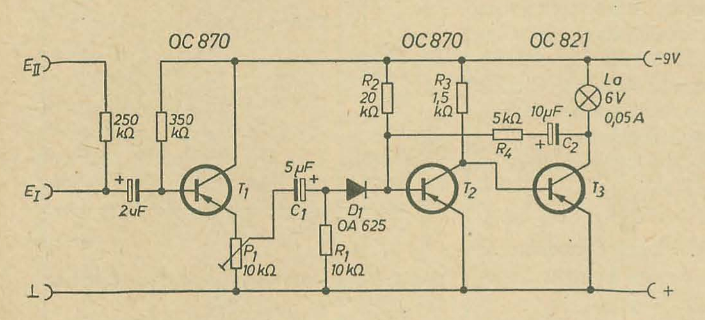


Bild 1: Schaltung des Pegelkontrollgeräts

Dieser Zustand bleibt — unabhängig davon, ob an R_1 noch NF-Spannung anliegt — solange bestehen, bis C_2 voll umgeladen ist. Mit der vorliegenden Dimensionierung dauert das etwa 0,3 ··· 0,4 s. Nach Umladung von C_2 entfällt für T_2 das sperrende positive Basispotential; T_2 bekommt über R_2 wieder Basisstrom, öffnet und der Multivibrator kippt wieder in seine stabile Ausgangslage zurück. Ist nun noch eine über dem Schwellwert liegende NF-Spannung an R_1 vorhanden, beginnt der Vorgang sofort von vorn. Demgemäß werden einmalige kurze Spannungsspitzen (z. B. Knackgeräusche) durch einmaliges Aufblinken, dauernde Übersteuerung durch rhythmisches Blinken bzw. bei starker Übersteuerung sogar durch Dauerlicht angezeigt, da dann T_2 von der Richtspannung der Diode völlig gesperrt und der Multivibrator damit am Zurückkippen gehindert wird. Die Ansprechzeit ist sehr kurz und liegt in der Größenordnung weniger Millisekunden, da sie nicht von den Zeitkonstanten des Multivibrators abhängt. Die Leuchtzeit der Lampe hängt im wesentlichen von den Zeitkonstanten R_2, R_4 und C_2 ab. Die ,,Erholungszeit“, bis der Multivibrator nach dem Zurückkippen wieder ansprechbereit ist, ist im wesentlichen von der Zeitkonstante $R_4 \cdot C_2$ abhängig. Sie ist also wesentlich kürzer als die Leuchtzeit und ist praktisch von der Lampenträgheit abhängig. Das rhythmische Aufblinken ist im übrigen schwer zu übersehen.

Der Quellwiderstand muß für diese Grundschaltung relativ niedrig sein, um Rückwirkungen des Pegelanzeigers (Dioden-Nichtlinearität) auf die Quelle zu vermeiden, was u. U. zu erhöhtem Klirrfaktor in der Übertragungsanlage führen könnte. Auch ist der Eingangsscheinwiderstand nicht sehr hoch, so daß die Quelle relativ stark belastet würde. Falls der Pegelanzeiger an Endstufenausgänge (etwa parallel zu niederohmigen Lautsprecherausgängen) geschaltet werden soll, ist das nebensächlich. Dann kann T_1 einschließlich P_1 fortfallen. Die NF wird dann an C_1 geführt, der auf 50 ··· 100 μF zu vergrößern ist. R_1 wird auf 100 Ω verringert und als Potentiometer ausgebildet, an dessen Schleifer dann die Diode D_1 anzuschließen ist. Mit dem Potentiometer (im Bild 1 hat P_1 die gleiche Aufgabe) wird der Ansprechsollwert je nach Verwendungszweck genau eingestellt. Die minimale Eingangsspannung liegt bei etwa 0,3 V. Pegelkontrollen sind also spannungsmäßig bereits in Vorstufen möglich. Am Eingang E_I weist das Gerät einen Eingangsscheinwiderstand von 30 kΩ auf. Mit P_1 ist die Einstellung auf einen beliebig höheren Sollwert möglich. Eingang E_{II} ist für den Studio-Normpegel + 12 db abs. (entsprechend 3,1 V) ausgelegt und benötigt bei einem Eingangs-

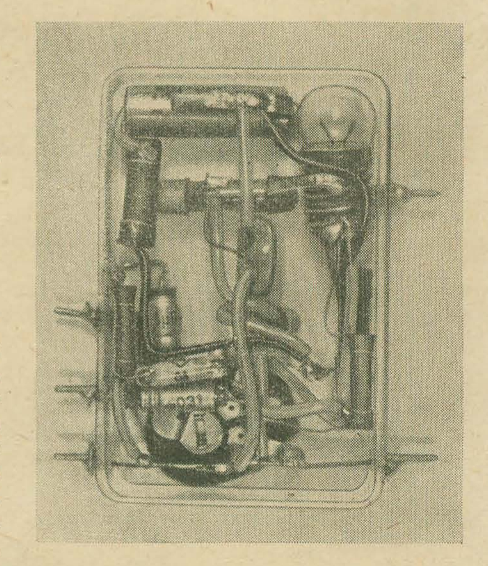


Bild 2: Aufbau des Mustergeräts

scheinwiderstand von etwa 280 kΩ eine Mindestspannung von etwa 2,5 V, die mit P_1 auf genau 3,1 V gebracht werden kann. In dieser Form kann das Gerät in der Studiotechnik zu provisorischen Leitungsüberwachungen u. ä. eingesetzt werden, wobei eine größere Anzahl dieser kleinen und billigen Geräte eng nebeneinander zur Überwachung eines ganzen Leitungsbündels angeordnet werden können.
T_1 bestimmt wesentlich den Eingangswiderstand; im Mustergerät fand ein Exemplar mit $\beta = 30$ Verwendung. Je höher die Stromverstärkung von T_1 ist, desto höher läßt sich bei gleichbleibender Empfindlichkeit der Eingangswiderstand treiben. Für T_2 und T_3 genügen Exemplare mit mittleren Werten der Stromverstärkung (im Mustergerät etwa 30), die aber nicht zu hohen Kollektorreststrom aufweisen sollen. Die Werte für $R_1 \cdots R_4$ sind relativ kritisch und abhängig von den Exemplardaten der Transistoren. Die genauen Werte ermittelt man zweckmäßig durch Versuch, wobei sich bei R_2 und R_3 für die ersten Versuche kleine Einstellregler gut bewährt haben. Die Diode D_1 ist relativ unkritisch. Für T_3 kann gegebenenfalls bereits ein OC 816 ausreichen, es darf jedoch keine stärkere Lampe als 6 V 0,05 A benutzt werden. Der Ruhestromverbrauch (La aus) beträgt dann bei 9 V Batteriespannung nur etwa 6 ··· 8 mA.
Für T_1 und T_2 sind alle Transistortypen der Reihe OC 810 ··· 816, 824 ··· 829 und 870 bis 872 brauchbar, wenn sie den obengenannten Gesichtspunkten genügen. Wenn das Gerät mit den billigen „Bastlertransistoren" bestückt wird, was bei entsprechender Auswahl ohne weiteres möglich ist, liegt der Gesamtpreis des kompletten Gerätes dann noch unter der Hälfte des Preises eines mittelmäßigen Meßinstrumentes.
Zum Aufbau ist nichts Besonderes zu sagen. Die ganze Anordnung kann extrem klein und platzsparend aufgebaut werden. Einen Eindruck von dem nicht besonders platzsparend aufgebauten Mustergerät gibt Bild 2.

Zur Rundfunkordnung

HEINZ CRAMER

Die Deutsche Post ist für die gesamte Technik des Hör- und Fernsehrundfunks zuständig und verantwortlich und hat die Voraussetzungen dafür zu schaffen, daß die Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks und des Deutschen Fernsehfunks in guter Qualität empfangen werden können. Die Deutsche Post hat damit unmittelbare Beziehungen zu den über 5 Millionen Hörrundfunk- und über 1,6 Millionen Fernsehrundfunkteilnehmern in der Deutschen Demokratischen Republik. Diese unmittelbaren Beziehungen finden ihre gesetzliche Verankerung im Gesetz über das Post- und Fernmeldewesen vom 3. April 1959 sowie in der Anordnung über das Errichten und Betreiben von Rundfunkempfangsanlagen — Rundfunkordnung — vom 3. April 1959 und der hierzu ergangenen Anordnung Nr. 2 vom 22. Juni 1962, in denen die Bedingungen der Teilnahme am Rundfunkempfang festgelegt wurden. Auf einige dieser Bedingungen soll im folgenden nochmals eingegangen werden.

Nach § 12 des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen besteht Anmeldepflicht für das Betreiben von Rundfunkempfangsanlagen. Dementsprechend legt § 2 Abs. 1 der Rundfunkordnung fest, daß Rundfunkempfangsanlagen vor ihrer Inbetriebnahme durch den berechtigten Besitzer anzumelden sind. Die Anmeldung hat bei dem für den Wohnort des Anmeldenden zuständigen Postamt zu erfolgen. Sie berechtigt zur Inbetriebnahme der Rundfunkempfangsanlage.
In diesem Zusammenhang taucht vielfach die Frage auf, ob der bloße Besitz eines Rundfunkempfangsgerätes bereits anmeldepflichtig ist. Das ist selbstverständlich nicht der Fall. Anmeldepflichtiger Tatbestand liegt aber dann vor, wenn „das Rundfunkempfangsgerät technisch eine solche Vollkommenheit besitzt oder wenn Empfangsanlagen derart hergestellt sind, daß sie zum Empfang von Darbietungen der Rundfunksender geeignet sind und hierzu auch tatsächlich benutzt werden können[1]." Ein moderner Rundfunkempfänger wird demnach immer anzumelden sein, wenn er aufgestellt ist. Das gilt gleichermaßen für Fernsehrundfunkempfänger, deren Benutzung keinerlei besonderer Maßnahmen bedarf. In diesen Fällen handelt es sich stets um betriebsfertige Anlagen. Sie sind mithin anmeldepflichtig. Bei dieser Betrachtung ist es bedeutungslos, ob der Rundfunkteilnehmer die Darbietungen des Hör- und Fernsehrundfunks tatsächlich empfängt oder nicht. Die Anmeldepflicht wird durch die betriebsfertige Anlage begründet.
§ 2 Abs. 2 der Rundfunkordnung legt fest, daß es für Rundfunkempfangsanlagen der Bürger nur einer Anmeldung für jede Teilnahmeart (Hör- oder Fernsehrundfunk) bedarf, auch wenn mehrere Hör- oder Fernsehrundfunkempfangsgeräte betrieben werden sollen. Auf eine Anmeldung können somit mehrere Hörrundfunkempfangsgeräte oder mehrere Fernsehrundfunkempfangsgeräte betrieben werden.

[1]) Funkrecht-Erläuterungen zu den Funkordnungen von F. Nowack, W. Gebauer, 1959.

Es ist ohne Bedeutung, wieviel Geräte es sind, ob diese Geräte gleichzeitig oder wo sie betrieben werden. Ein berechtigter Besitzer kann also ein Gerät in der Wohnung und ein anderes Gerät auf seinem Gartengrundstück betreiben. Es wird nur die Anmeldung eines Gerätes jeder Teilnahmeart verlangt.
In diesem Zusammenhang hat die Regelung große Bedeutung, daß Familienangehörige ihre Rundfunkempfangsgeräte nicht anzumelden brauchen, wenn in dem gemeinsamen Haushalt ein Mitglied der Familie bereits gebührenpflichtiger Rundfunkteilnehmer ist, d. h., sein Gerät angemeldet hat und Gebühren entrichtet. Wenn die Eltern mit ihren Kindern in einem Haushalt zusammenleben, braucht z. B. der Sohn sein Gerät nicht anzumelden, wenn der Vater bereits ein solches Gerät besitzt und Gebühren zahlt. Besitzt im gleichen Fall der Vater ein Hörrundfunkgerät und kauft sich der Sohn ein Fernsehrundfunkgerät, so ist auch das Fernsehrundfunkgerät anmeldepflichtig, weil es sich um eine andere Teilnahmeart handelt. In diesem Falle ist die Fernsehrundfunkgebühr zu entrichten, die die Hörrundfunkgebühr mit einschließt.
Die Anmeldung eines Fernsehrundfunkgerätes berechtigt also zum Empfang der Darbietungen des Fernseh- und des Hörrundfunks mit mehreren Geräten, soweit die gesetzlich festgelegten Bedingungen erfüllt sind.
Diese Regelung bezieht sich jedoch nicht auf Untermieter. Sie sind nicht Familienangehörige im Sinne des § 2 Abs. 2 der Rundfunkordnung und haben demnach ihr Gerät als Eigentümer oder sonstiger berechtigter Besitzer selbst anzumelden. Auf ihre Anmeldung können sie dann ebenfalls beliebig viele Geräte an verschiedenen Orten betreiben.
Ausgenommen von dieser Regelung sind lediglich Rundfunkempfangsanlagen in Fahrzeugen, die in jedem Falle anzumelden sind und für die eine Zusatzgebühr von 0,50 DM zu entrichten ist, soweit die Besitzer bereits Rundfunkteilnehmer sind. Sind die Besitzer noch nicht Rundfunkteilnehmer, müssen sie für die Geräte die volle Rundfunkgebühr bezahlen.

Gebühren für die Teilnahme am Hör- und Fernsehrundfunk

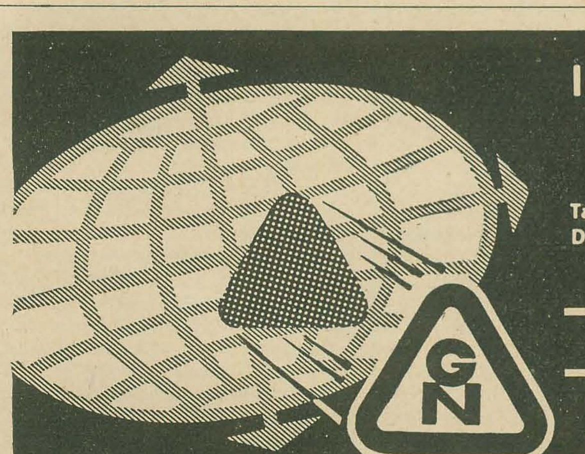
Die Rundfunkordnung legt fest, daß je anmeldepflichtige Anlage und Monat für Hörrundfunk 2 DM, für Fernsehrundfunk 7 DM und für Hör- und Fernsehrundfunk zusammen ebenfalls 7 DM zu zahlen sind. Damit wird nochmals wiederholt, daß ein Besitzer, der sowohl Hör- als auch Fernsehrundfunkempfangsanlagen betreibt, je eine Anlage des Hör- und des Fernsehrundfunks anzumelden hat, für alle Geräte aber 7 DM zahlt, weil die Gebühr für den Hör- und Fernsehrundfunk zusammen gleich hoch ist wie die des Fernsehrundfunks.
Für die Befreiung aus sozialen Gründen von der Rundfunkgebühr gelten die Bestimmungen des § 13 der Rundfunkordnung. Danach werden Schwerstbeschädigte, denen eine Begleitperson zuerkannt worden ist und die einen Schwerstbeschädigtenausweis mit gelbem Diagonalstreifen besitzen, auf Antrag in jedem Fall von der Rundfunkgebühr (Hör- und Fernsehrundfunk) befreit. Die Deutsche Post ist verpflichtet, diesen Anträgen zu entsprechen.
Darüber hinaus werden Altersrentner oder Empfänger einer Altersversorgung, Unfall- oder Dienstbeschädigtenrentner mit einem Schaden von 66²/₃% an, Invalidenrentner oder Empfänger einer Invalidenversorgung, Witwenrentner oder Empfänger einer Witwenversorgung (ausgenommen arbeitsfähige Witwen), Empfänger von Sozialfürsorgeunterstützung, Empfänger von Kriegsinvaliden- oder Kriegsbeschädigtenrenten (außer denen, die eine $^3/_{10}$-Rente erhalten) und Personen, die in bezug auf ihre Einkünfte den Empfängern von Sozialfürsorgeunterstützung gleichzustellen sind, in die Gebührenbefreiung einbezogen, wenn sie diese beantragen und die in der Rundfunkordnung festgelegten Voraussetzungen erfüllen (§ 13 Abs. 2 bis 4).
Eine dieser Voraussetzungen für die Befreiung von der Zahlung der Fernsehrundfunkgebühr ist, daß die eben genannten Personen (nicht die genannten Schwerstbeschädigten) nicht mit Familienangehörigen mit eigenem Arbeitsein-

kommen in einem gemeinsamen Haushalt leben (§ 13 Abs. 3 der Rundfunkordnung).
Mit dieser umfassenden Regelung der Gebührenbefreiung gibt unser Staat vielen Körperbehinderten, Invaliden und alten Menschen die Möglichkeit, ständig am kulturellen und politischen Geschehen unserer Republik teilzunehmen. Allen Personen, die die Voraussetzungen nach der Rundfunkordnung erfüllen, wird auf Antrag die Gebührenbefreiung gewährt.

Die Abmeldung von Rundfunkempfangsanlagen

Nach § 18 der Rundfunkordnung erlischt die Berechtigung zur Teilnahme am Rundfunkempfang durch Abmeldung der Rundfunkempfangsanlage von seiten des Rundfunkteilnehmers. Die Abmeldung ist dem zuständigen Postamt gegenüber schriftlich zu erklären. Bei der Abmeldung von Fernsehrundfunkempfangsanlagen ist gleichzeitig anzugeben, ob Hörrundfunkempfangsanlagen weiterbetrieben werden. Im Falle der Abmeldung ist nach § 14 Abs. 3 des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen die Anlage stillzulegen; es sind Maßnahmen zu treffen, die ein Weiterbetreiben der Anlage unmöglich machen (vgl. hierzu noch § 18 Abs. 4 der Rundfunkordnung). Das Gesetz über das Post- und Fernmeldewesen und auch die Rundfunkordnung kennen nur die Abmeldung schlechthin, d. h., unabhängig davon, ob der Rundfunkteilnehmer dauernd auf den Rundfunkempfang verzichten will oder später eine Inbetriebnahme wieder ins Auge faßt, gelten nach der Abmeldung der Rundfunkempfangsanlage die im Gesetz und in der Rundfunkordnung genannten Bedingungen. Das Gesetz kennt eine befristete Abmeldung nicht. Aus der Verpflichtung, die Anlage stillzulegen und Maßnahmen zu ergreifen, die ein Weiterbetreiben der Anlage ausschließen, ergibt sich, daß der Rundfunkteilnehmer der Deutschen Post gegenüber nachzuweisen hat, daß die gesetzlichen Bestimmungen eingehalten wurden. Die Deutsche Post ist auf Grund des § 44 des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen und des § 19 der Rundfunkordnung berechtigt, die Durchführung der gesetzlich vorgesehenen Maßnahmen zu kontrollieren.
Der Rundfunkteilnehmer entscheidet selbst, ob und wann er sein Rundfunkgerät abmelden will. Er hat bei Abmeldung die Verpflichtung, die gesetzlichen Maßnahmen durchzuführen, die ein Weiterbetreiben der Anlage ausschließen. Mit der gesetzlichen Regelung der Stilllegung der Anlage wird gleichzeitig an unsere Bürger appelliert, ein Weiterbetreiben nach der Abmeldung nicht zuzulassen.
Die Praxis beweist, daß sich unsere Bürger in der überwiegenden Mehrheit diesen ihnen entgegengebrachten Vertrauens würdig erweisen und die Rundfunkgebühren pünktlich an die Deutsche Post zahlen.
Trotzdem ist darauf hinzuweisen, daß das Betreiben der Rundfunkempfangsanlage ohne Anmeldung und ohne Gebührenzahlung eine Gebührenhinterziehung im Sinne des § 63 Abs. 2 Punkt 7 des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen darstellt, die mit einer Strafe belegt werden kann, wenn sich die Gebührenhinterziehung wiederholt oder erheblichen Umfang annimmt. Bei leichten Zuwiderhandlungen kann anstelle einer Ordnungsstrafe eine erhöhte Gebühr erhoben werden.
Wird die Zahlung der Gebühren ständig beharrlich verweigert, hat die Deutsche Post das Recht, neben oder unabhängig von einer Belegung mit einer Ordnungsstrafe ohne Anmeldung errichtete oder betriebene Rundfunkempfangsanlagen stillzulegen, wobei die anfallenden Kosten der Stillegung der Besitzer der Anlage zu tragen hat (§ 64 des Gesetzes über das Post- und Fernmeldewesen). Ein solcher Fall liegt z. B. vor, wenn ein Rundfunkteilnehmer jahrelang trotz Kenntnis der gesetzlichen Bestimmungen und verschiedener Aufforderungen von seiten der Postdienststellen die Zahlung der Rundfunkgebühren ablehnt und unabhängig hiervon ständig die Darbietungen des Rundfunks weiterempfängt. Daß es derartige Beispiele auch gibt, haben Kontrollen der Deutschen Post ergeben.
Hat ein Rundfunkteilnehmer seine Anlage abgemeldet und will er später wieder am Rundfunkempfang teilnehmen, hat er seine Anlage neu anzumelden. Hierfür gilt das bereits Gesagte.
Abschließend sei darauf hingewiesen, daß die Rundfunkordnung für Betriebe, Organisationen, staatliche Organe oder ähnliche Einrichtungen zusätzliche Bestimmungen enthält, auf deren Erläuterung hier verzichtet wurde. Ebenso enthält die Rundfunkordnung weiterhin technische und betriebliche Bedingungen sowie Bestimmungen über die kostenlose Inanspruchnahme des Funkentstörungsdienstes der Deutschen Post bei Funkempfangsstörungen.





TV-Überreichweitenempfang I

Auch in diesem Jahr teilten uns seit Beginn der TV-Weitempfangsperiode (etwa Ende Mai) viele unserer Leser ihre Beobachtungen mit und übersandten uns entsprechendes Bildmaterial. Die uns vorliegenden Unterlagen sind nun so zahlreich, daß wir sie keineswegs in diesem Umfang veröffentlichen könnten. Auch sind Wiederholungen und gewisse Überschneidungen unvermeidbar, so daß wir unsere Veröffentlichungen zu dem Thema „TV-Überreichweiten" beenden möchten. Wir beschließen sie mit einer Aufstellung der Sender verschiedener Länder, ihrer Sendeleistung, Angabe des Kanals und der Polarisation der Antenne sowie Abbildung des jeweiligen Testbildes. Diese Zusammenstellung stellte uns freundlicherweise unser Leser und passionierter Überreichweitenbeobachter Herr Reinhard Kubitza aus Görlitz zur Verfügung.
Wir bitten, in Zukunft alle TV-Überreichweitenbeobachtungen Herrn Dr. Kühn im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt, Außenstelle Kolberg, bei Königs Wusterhausen, mitzuteilen.

Sendefrequenzen verschiedener TV-Stationen

Tschechoslowakische Sozialistische Republik

Sender	Senderstandort	Sendeleistung Bild/Ton in kW	Kanal (OIR)	Antennenpolarisation
Praha	Praha	30/6	1	horizontal
Ostböhmen	Krásné bei Chrudim	10/2	6	horizontal
Westböhmen	Krašov bei Toužim	10/2	10	horizontal
Nordböhmen	Buková Hora bei Děčín	8/1,6	12	vertikal
Südböhmen	Kleť bei C. Krumlov	10/2	2	horizontal
Mittelmähren	Kojal bei Brno	10/2	9	horizontal
Nordmähren	Ostrava	10/2	1	horizontal
Mittelslowakei	S. Hora bei B. Bystrica	10/2	7	horizontal
Ostslowakei	Dubnik	10/2	6	vertikal
Westslowakei	Bratislava	10/2	2	horizontal
Kleinstsender:				
Liberec	Jested	100 W/25 W	8	vertikal



Bild 1: Testbild des tschechoslowakischen Fernsehens

Testsendungen werden zu folgenden Zeiten ausgestrahlt:

Dienstag und Donnerstag von 8.00 ··· 16.30 Uhr

Mittwoch und Freitag von 8.00 ··· 15.00 Uhr
Sonnabend von 8.00 ··· 14.30 Uhr

Das reguläre Programm beginnt gewöhnlich um 18.00 Uhr und endet um 22.30 Uhr. Mittwoch und Freitag um 15.00 Uhr und sonntags um 10.00 Uhr oder 18.00 Uhr stehen Kindersendungen auf dem Programm.

Sowjetunion

Eine genaue Sendertabelle liegt leider nicht vor. Es sind bis jetzt lediglich folgende Angaben vorhanden:

Die Strahlungsleistung der sowjetischen Sender liegt zwischen 10 und 60 kW. Die Antennenpolarisation ist horizontal. Programmsendungen erfolgen von etwa 18.00 ··· 22.00 oder 23.00 Uhr Ortszeit. Sonntags bereits ab 14.00 oder sogar 12.00 Uhr.

Testsendungen werden etwa 1 Stunde vor Programmbeginn ausgestrahlt.

Volksrepublik Bulgarien

Zur Zeit ist nur ein TV-Sender in Betrieb. Er steht in Sofia und arbeitet auf dem OIR-Kanal 7 mit einer Leistung von 500 W. Die Antennenpolarisation ist horizontal.

Testsendungen erfolgen dienstags und freitags von 8.00 ··· 12.00 Uhr und von 14.00 ··· 17.00 Uhr. Ferner Montag, Mittwoch und Sonnabend von 20 Min. vor 19.00 Uhr bis Sendebeginn,

Programme werden am Montag, Mittwoch und Sonnabend von 19.00 ··· 23.00 Uhr gesendet. Außerdem erfolgt ohne feste Sendezeit an einem Tag in der Woche eine Theater-, Zirkus- oder Sportübertragung.

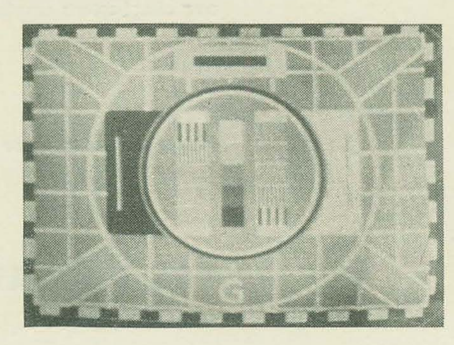


Bild 2: Testbild des bulgarischen Fernsehens

Volksrepublik Polen

Sender	Leistung in kW	Kanal OIR	Polarisation
Warszawa	7	2	horizontal
Gdańsk	4	3	horizontal
Bydgoszcz	100	1	horizontal
Łódź	2,5	6	horizontal
Poznań	9	7	horizontal
Katowice	225	8	horizontal
Zgorzelec (Görlitz)	1	11	vertikal
Wroclaw	123	12	horizontal
Szczecin	8	12	horizontal

Programmsendungen erfolgen zu ungefähr folgenden Zeiten:
Sonntag: 10.00 ··· 22.00 Uhr, manchmal auch erst ab 13.00 oder 14.00 Uhr
Montag: 17.30 ··· 22.00 Uhr
Dienstag: 17.30 ··· 22.00 Uhr
Mittwoch: 10.00 ··· 11.00 Uhr und 16.30 bis 22.00 Uhr

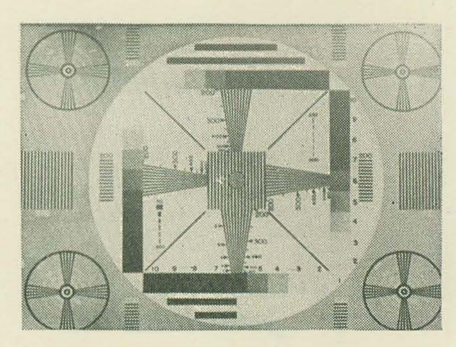


Bild 3: Testbild des Fernsehzentrums Warschau

Donnerstag: 11.00 ··· 12.00 Uhr und 17.00 bis 22.00 Uhr
Freitag: 16.30 ··· 22.00 Uhr
Sonnabend: 11.00 ··· 12.00 Uhr oder 10.00 bis 12.00 Uhr und 16.30 ··· 23.30 Uhr
Testsendungen erfolgen mindestens 30 Minuten vor Programmbeginn.

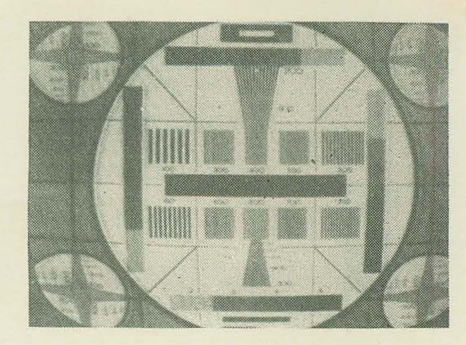


Bild 4: Testbild des Fernsehzentrums Kattowitz